



HAL
open science

Contribution au développement d'antennes lecteurs champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs

Mossaab Daiki

► **To cite this version:**

Mossaab Daiki. Contribution au développement d'antennes lecteurs champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs. Autre. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT020 . tel-01179964

HAL Id: tel-01179964

<https://theses.hal.science/tel-01179964v1>

Submitted on 23 Jul 2015

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Mossaab DAIKI

Thèse dirigée par « **Smail TEDJINI** » et
codirigée par « **Etienne PERRET** »

préparée au sein du **Laboratoire LCIS**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Contribution au développement d'antennes lecteur champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs

Thèse soutenue publiquement le « **17 Mars 2015** »,
devant le jury composé de :

M., Philippe, PANNIER

Pr., IMN2P, Marseille, Rapporteur

M., Jean-Jacques, ROUSSEAU

Pr., Université de St-Etienne, Rapporteur

M., Taoufik, AGUILI

Pr., ENIT, Tunis, Membre

M., Christophe, LOUSSERT

Dr., Tagsys, Membre

M., Etienne, PERRET

MCF., INP Grenoble, Membre

M., Smail, TEDJINI

Pr., INP Grenoble, Membre



Au terme de ce travail, c'est avec émotion que je tiens à remercier tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de cette thèse.....

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements les plus sincères au **Pr. Smail TEDJINI**, professeur de l'université de Grenoble INP, pour avoir dirigé cette thèse et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions. Il m'a tout d'abord permis d'intégrer l'équipe ORSYS en me proposant un sujet très intéressant. Au cours de ce travail, il a souvent attiré mon attention sur certains problèmes de conception et m'a consacré beaucoup de temps, entre-autres pour s'occuper de l'organisation du jury de thèse.

Je voudrais remercier tout particulièrement **Dr. Etienne PERRET**, maître de conférence de l'université de Grenoble INP, qui m'a encadré et dirigé tout au long de ces trois années de thèse. Il a toujours été disponible, à l'écoute de mes nombreuses questions, et s'est toujours intéressé à l'avancée de mes travaux. Les nombreuses discussions que nous avons eues ainsi que ses conseils sont pour beaucoup dans le résultat final de ce travail. Sa capacité d'analyse et son enthousiasme ont fait preuve de l'importance du monde de recherche, dont j'ai beaucoup appris. Enfin, ses nombreuses relectures et corrections de cette thèse ont été très appréciables. Cette thèse lui doit beaucoup. Pour tout cela merci

Pr. Jean Jacques ROUSSEAU et **Pr. Philippe PANNIER** m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de ma thèse et également de présider le jury pour Monsieur PANNIER. Leurs remarques m'ont permis d'envisager mon travail sous un autre angle. Pour tout cela je les remercie. Je tiens à remercier **Dr. Christophe LOUSSERT** pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse et la participation particulière de tagsys dans ce travail.

Je remercie également **Pr. Taoufik AGUILI** pour l'honneur qu'il me fait d'être dans mon jury de thèse. Je souhaiterais lui exprimer ma gratitude pour m'avoir donné envie d'explorer le monde de la radiofréquence.

Mention spéciale à **Cedric CARLOTTI**, administrateur réseau et expert informatique du LCIS, pour son aide précieuse durant les 3 ans de thèse à travers la « super puissante » plateforme de calcul qui l'a mise en place. Le temps de simulation de mes fameux designs segmentés, « gourmands en ressources », est largement réduit. Il était toujours disponible pour m'offrir ses solutions astucieuses à tous les incidents informatiques que j'ai rencontrés.

Un merci tout particulier à **Christophe MEDINA**, ingénieur de test et validation au laboratoire RFTLab, pour son aide inconditionnelle qu'il m'a apportée durant la phase de caractérisation, sa disponibilité, ses conseils et astuces précieuses pour les mesures..

Mes remerciements vont également à **Carole SEYVET** et **Jennyfer DUBERVILLE** « les indispensables du laboratoire LCIS et son cœur vibrant », pour leur disponibilité, la bonne écoute ...

J'exprime ma gratitude à tous les amis – chercheurs, « joueurs de talents », doctorants, stagiaires qui ont fait leur passage par LCIS depuis 2011 et même avant.. pour leur aide, leur soutien et leur gentillesse ; Particulièrement mes compatriotes du bureau A210, **Tsitoha ANDRIAMIHARIVOLAMENA** et **Christophe DELEUZE**, je les remercie pour l'ambiance, l'humour et les discussions enrichissantes.

Ces remerciements seraient incomplets si je n'en adressais pas à l'ensemble du laboratoire LCIS sa direction **Michel OCELLO** et **Eduardo MENDES** et surtout les permanents de l'équipe ORSYS : **Darine KADDOUR**, **Pierre LEMAITRE AUGER** et **Romain SIRAGUSA**.

J'adresse mes remerciements et gratitudes à mes parents, que je les dois beaucoup, mes frères et mes sœurs pour leur soutien et encouragement durant les longues années des études. Une pensée particulière à Erige qui est toujours présente pour me motiver et m'encourager et me pousser vers l'avant.

J'en oublie certainement encore et je m'en excuse. Encore un grand merci à tous pour m'avoir conduit à ce jour mémorable.

Table des matières

Cette table des matières ne contient que les chapitres et les annexes pour une visibilité plus claire et un accès facile au contenu. Un sommaire est réservé pour chaque chapitre pour détailler ses parties

Table des matières	5
Introduction	7
Chapitre 1:Etat de l'art de la RFID UHF	11
Chapitre 2 : Les antennes lecteurs RFID UHF champ proche, conception basée sur une circulation de courant constante	45
Chapitre 3:Technique de segmentation	81
Chapitre 4 : Conception d'une antenne 3D pour applications RFID UHF champ proche : antenne solénoïde segmentée	125
Chapitre 5:Nouveau concept d'antenne « champ proche » disposant d'une zone de lecteur parfaitement modulable.....	157
Conclusions générales et perspectives	199
Annexes	203
Liste des publications	209

Introduction

Grace aux progrès technologiques les communications sans fil ne cessent d'apporter des avantages et du confort aux utilisateurs dans tous les domaines. En parallèle, ces systèmes deviennent de plus en plus complexes et compactes afin de remplir à la fois les critères de multi-usage et de robustesse. L'exemple type de nos jours est le « smart phone » ou mobile intelligent qui rassemble plusieurs fonctionnalités en une petite boîte profitant du développement de l'électronique qui passe à l'échelle nanométrique. L'impact de ce développement considérable au niveau de l'électronique, en particulier la miniaturisation de la taille des composants ouvre les portes pour les systèmes de communication sans fil intégrés. Il est possible d'imprimer la totalité de la chaîne de transmission y compris son antenne sur une seule plaque de PCB (pour Printed Circuit Board). Aujourd'hui, ces systèmes parviennent à lever certaines barrières techniques pour intégrer de nouveaux domaines et applications. Le système d'identification par radio fréquence dit aussi RFID (Radio Frequency Identification) est l'un de ces systèmes. La technologie RFID a réussi, dès son apparition, à devenir un outil principal de la traçabilité et de l'identification d'abord pour les militaires puis pour différentes applications civiles. La RFID parvient à rentrer dans tous les secteurs et tente à remplacer d'autres technologies notamment la code à barres en relevant certains défis ou challenges comme : le coût, la robustesse et la facilité de l'utilisation. Cependant son déploiement à grande échelle reste limitée par des plusieurs verrous techniques et technologiques parmi lesquels la portée de lecture des tags et leur forte sensibilité à l'environnement de l'application.

La RFID opère dans plusieurs bandes de fréquence pour satisfaire les contraintes des différentes applications cibles et selon le spectre qu'elle occupe elle obéit à des régulations en termes de puissance et de largeur de bande pour cohabiter avec les autres technologies sans fil. Ceci se projette directement sur le design des systèmes RFID qui sont constitués essentiellement d'une station de base (lecteur) et une étiquette RFID (tag). Rappelons que la fonctionnalité de base de la RFID est de communiquer à la station de base ou lecteur, les données relatives à l'objet cible et qui sont stockées dans une puce associée à une antenne formant le tag RFID.

Jusqu'à présent, on utilise la bande UHF pour des applications longue portée comme le contrôle des chaînes de production ou des capteurs. Plus récemment elle est utilisée pour les

applications très faible portée à savoir le NFC (Near Field Communication). Une forte utilisation de cette variété est notée à cause de la taille réduite des tags RFID UHF, leur coût de fabrication modéré, la facilité des procédés de réalisation et le débit élevé. Cependant la RFID HF domine encore dans les applications « champ proche » avec des portées importantes. Depuis 2008, on s'oriente vers l'exploitation des apports de la RFID UHF en zone de champ proche dans l'optique de standardisation des systèmes RFID. On cherche à utiliser un même système à la fois pour les applications courtes et longues portées.

C'est ainsi que le nouveau terme « systèmes NF RFID UHF » ou systèmes RFID UHF champ proche apparaît. Ce type de système exploite la bande UHF de la RFID en zone de champ proche pour la traçabilité des cibles de taille miniature sur une zone proche de la station de base avec une portée limitée. Les tags se trouvant au delà de cette portée ne doivent pas être détectés par le lecteur. Les premières applications visées sont la traçabilité des produits pharmaceutiques et la bijouterie. Ce nouveau défi, environnement et contraintes imposent des nouvelles conceptions surtout coté antenne à la fois pour le lecteur et le tag. L'antenne est « l'interlocuteur » entre les composants du système RFID garantissant la bonne transmission des données dans les deux sens.

C'est dans ce contexte que se positionne ma thèse qui rentre dans le cadre du projet national « SPINNAKER » en partenariat avec une entreprise leader dans le domaine de la RFID « Tagsys ». Nous présentons ici des nouveaux designs d'antenne relatifs aux systèmes NF RFID UHF. L'objectif à atteindre étant la conception d'antennes robustes et performantes pour ce type d'application. Nous utilisons de nouvelles techniques de conception, ainsi que des procédés de réalisation bas coût. Nous mettons en œuvre des bancs de test adaptés aux nouvelles contraintes et aux nouveaux indicateurs de performance RFID

Dans le premier chapitre, nous introduisons des généralités sur la technologie RFID notamment son évolution et ses principaux mécanismes de fonctionnement. Aussi, nous nous attardons sur les systèmes NF RFID UHF et leur positionnement vis-à-vis des variétés RFID existantes UHF et HF.

Dans le chapitre 2, nous décrivons le mécanisme des systèmes NF RFID UHF, les critères d'évaluation de ses antennes lecteur au niveau pratique et en simulation. Nous illustrons par la suite, une première partie de l'état de l'art qui concerne les designs d'antenne

se focalisant sur la circulation de courant en particulier les topologies en forme de boucle de courant. Un travail supplémentaire de retro simulation vient terminer ce chapitre pour cerner les techniques et les topologies potentielles et leurs performances.

Dans le chapitre 3, nous étudions la problématique de circulation de courant sur les antennes boucles et son impact sur les performances des antennes, notamment le niveau de champ magnétique. Nous introduisons aussi une méthodologie de conception pour ce type d'antenne se basant sur une modélisation analytique et numérique de l'antenne et la technique de segmentation. Une antenne boucle circulaire segmentée résultant de l'application de cette méthode constitue la dernière partie de ce chapitre. Nous décrivons également le banc de test monté pour la caractériser.

Dans le chapitre 4, un design original d'antenne sous forme de solénoïde est illustré. Nous démontrons certaines propriétés assimilables au cas HF. Ce prototype met en évidence aussi l'impact de la technique de segmentation sur la circulation de courant pour des structures en trois dimensions. L'antenne solénoïde fabriquée à travers un procédé bas cout et simple possède de bonnes performances dans un environnement réel par rapport à des designs planaires. Ceci démontre l'apport de la troisième dimension sur la portée de l'antenne utilisée pour les lecteurs des systèmes NF RFID UHF.

Dans le chapitre 5, nous revenons sur d'autres designs dans la littérature utilisant des topologies autres que la boucle et d'autres techniques de conception. Nous proposons à la suite une antenne lecteur de zone de lecture parfaitement modulable avec des performances nettement supérieures aux designs existant au niveau portée et zone de lecture

Un banc de test approprié développé et automatisé pour caractériser les différents prototypes sera décrit le long des trois derniers chapitres.

En conclusion, nous évoquerons les différentes contributions réalisées dans cette thèse et nous ainsi que les perspectives pour la conception des antennes des systèmes NF RFID UHF

Chapitre 1

Etat de l'art de la RFID UHF

Sommaire du chapitre 1

Sommaire du chapitre 1.....	11
1. Introduction	13
2. Points marquants dans l'histoire de La RFID	13
3. Définition générale d'un système RFID.....	16
3.1. Elements de base d'un système RFID.....	18
3.1.1. Architecture d'un lecteur RFID.....	18
3.1.2. Architecture d'un tag RFID.....	21
3.1.3. Bases de données et réseaux (gestion des informations).....	22
4. Les grandes familles des systèmes RFID	23
4.1. Les systèmes RFID LF/HF.....	25
4.2. Les systèmes RFID UHF/ SHF	27
4.2.1. Les Tags passifs	27
4.2.2. Les Tags actifs.....	32
5. Les systèmes RFID UHF passifs champs proche.....	33
5.1. Introduction de l'application RFID UHF en champ proche	33
5.2. Différentes méthodes d'intégration de la RFID UHF en zone champ proche.....	38
6. Conclusion.....	39
Références du Chapitre 1	41
Liste des figures du Chapitre 1	44

Chapitre 1

Etat de l'art de la RFID UHF

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous introduisons la technologie RFID à travers quelques généralités. Nous mentionnons certaines dates importantes qui ont marqué son évolution. Certaines caractéristiques de la RFID seront par la suite détaillées comme son propre fonctionnement, les techniques et les mécanismes clés. Dans la deuxième partie, nous nous intéressons à la RFID UHF champ proche et les avantages qu'elle apporte par rapport aux technologies existantes. Nous rappelons que la conception des antennes lecteurs pour cette variété de RFID représente un défi en vue des contraintes qui s'imposent

2. Points marquants dans l'histoire de la RFID

Certains événements ont marqué l'histoire de la RFID et son développement depuis son apparition au cours du 20^{ème} siècle, plus exactement dans les années 40 [1], il est à noter que le premier brevet est d'origine française et date des années 20 :

1939 : Le système d'identification IFF « Identify Friend or Foe » est utilisé par l'armée britannique pendant la deuxième guerre mondiale pour différencier les avions ennemis des alliés. Des transpondeurs fonctionnant sur la bande 20-30 MHz sont implantés sur les bombardiers. Ils sont formés par une antenne filaire reliée aux ailes de l'avion et par une sorte d'interrupteur actionné par le moteur de l'avion. L'identifiant correspond donc à la cadence du moteur. Cette première version combine le principe radar avec celui de la rétro-modulation propre à l'identification RFID [1,2]

1948 : Les études d'Harry Stockman [3] et F. L. Vernon [4] ont donné lieu aux premiers articles scientifiques sur la RFID.

A partir de 1950 : Les premiers dépôts de brevets sur les systèmes RFID font leur apparition.

1952 : Premier dépôt de brevet d'un système de transmission pouvant communiquer avec une cible passive [5].

1959 : Dépôt d'un brevet sur un système pouvant communiquer avec une cible qui module le signal radar à travers la variation de la surface équivalente radar d' l'antenne (SER) [6]

A partir de 1960 : Les applications commerciales sont de plus en plus visées, d'autres brevets sont déposés surtout autour de la problématique du contrôle d'accès. Le premier tag fait son apparition. La théorie fondamentale sur laquelle s'appuie la RFID est décrite précisément à travers plusieurs publications [7,8]

1961-1969 : D'autres inventions en relation avec la RFID ainsi que d'autres brevets [9,10] font leur apparition.

1966 : La première étiquette RFID (1-bit) est développée et commercialisée sous l'acronyme EAS (Electronic Article Surveillance) [1,11] La seule information fournie est la détection de la présence ou non du tag.

A partir de 1970 : La RFID commence à être commercialisée. Elle rentre véritablement en pleine phase de recherche et développement dans le domaine industriel. Le tag RFID passif fait sa première apparition. Il permet de réduire le cout de fabrication avec des portées faibles de quelques centimètres. Les premiers tags RFID de ce type sont conçus avec des éléments discrets.

1973 : Un brevet est déposé aux Etats Unies par Marco Cardullo [12] pour l'identification des locomotives à l'aide d'un système RFID. Le transpondeur possède une mémoire de 16 bits et est passif. En effet il est alimenté par le lecteur au cours de la phase d'identification.

1975 : Steven Depp et Alfred Koelle [13] établissent l'expression reliant le puissance réfléchié à la charge de l'antenne, ce qui établit d'un point de vue formel le principe de la modulation du signal rétrodiffusé (ou « modulated backscatter » en anglais) des tags RFID. La RFID adopte la bande UHF en utilisant le principe retro modulation.

A partir de 1980 : Les fabricants des tags RFID se multiplient. Le bétail et le suivi des chaines de production dans les industries automobiles font l'objet des premières applications commerciales de la RFID. En Europe l'application RFID pour la traçabilité des animaux fait son apparition

1987 : Premier tag RFID utilisant une puce et des éléments discrets pour le front end de chez Amtech (128 bits, lecture seule) [1]

A partir de 1990 : C'est le début de la mise en place des normes pour la RFID [1]. IBM, Philips, TI, Tagsys, Motorola produisent des tags RFID pour les bandes 915 MHz et 2.4 GHz. La diode schottky CMOS permet la fabrication de la puce RFID [1].

1999 : Des partenaires industriels créent l'« Auto-ID Center » au Massachusetts Institute of Technology avec l'objectif de standardiser la technologie RFID [14]. Un tag avec une mémoire de 1024 bit est développé [1]. L'utilisation de transistors CMOS permet l'intégration de toutes les fonctionnalités électroniques dans une seule puce, la puce RFID [1].

A partir de l'an 2000 : Le développement de la RFID se poursuit. La taille des étiquettes RFID dépend uniquement des dimensions des antennes des tags. Les fabricants des produits RFID (lecteurs, tags et puces) deviennent nombreux partout dans le monde. Les étiquettes intègrent différentes fonctionnalités utilisables pour des applications de traçabilité. La RFID devient une alternative aux codes à barres, dans la mesure où le coût de fabrication des tags baisse, et le nombre de fonctionnalités augmente.

2004 : La mise en place du standard EPC pour la RFID UHF sous la norme ISO 18000-6C [1,15,16].

2007 : Première conférence internationale, IEEE exclusivement sur la thématique RFID.

2010 : La conférence IEEE RFID-TA fait son apparition de même que la RFID sans puce intègre le marché. Du point de vue de la régulation, la RFID gagne des nouvelles bandes de fréquence et profite de quelques milliwatts supplémentaires autorisés sur certaines fréquences.

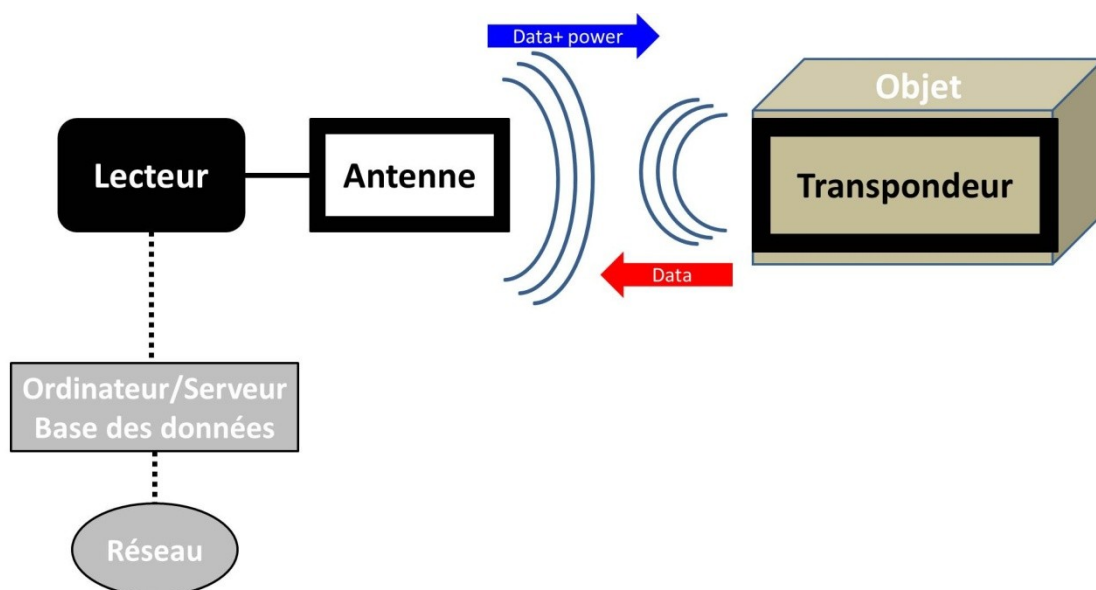


Fig. 1.1 : Eléments d'un système RFID

3. Définition générale d'un système RFID

Un système RFID est un système de communication sans fil dédié principalement au domaine de l'identification. Il permet par exemple de réaliser le suivi des animaux, des articles, des produits et des personnes. Une station de base va permettre d'identifier des tags ou transpondeurs qui sont généralement positionnés sur les cibles à identifier [16-20]. Dans sa configuration de base, un système RFID est composé d'un lecteur, d'un transpondeur et d'un terminal qui permet l'exploitation des données collectées (Fig.1.1).

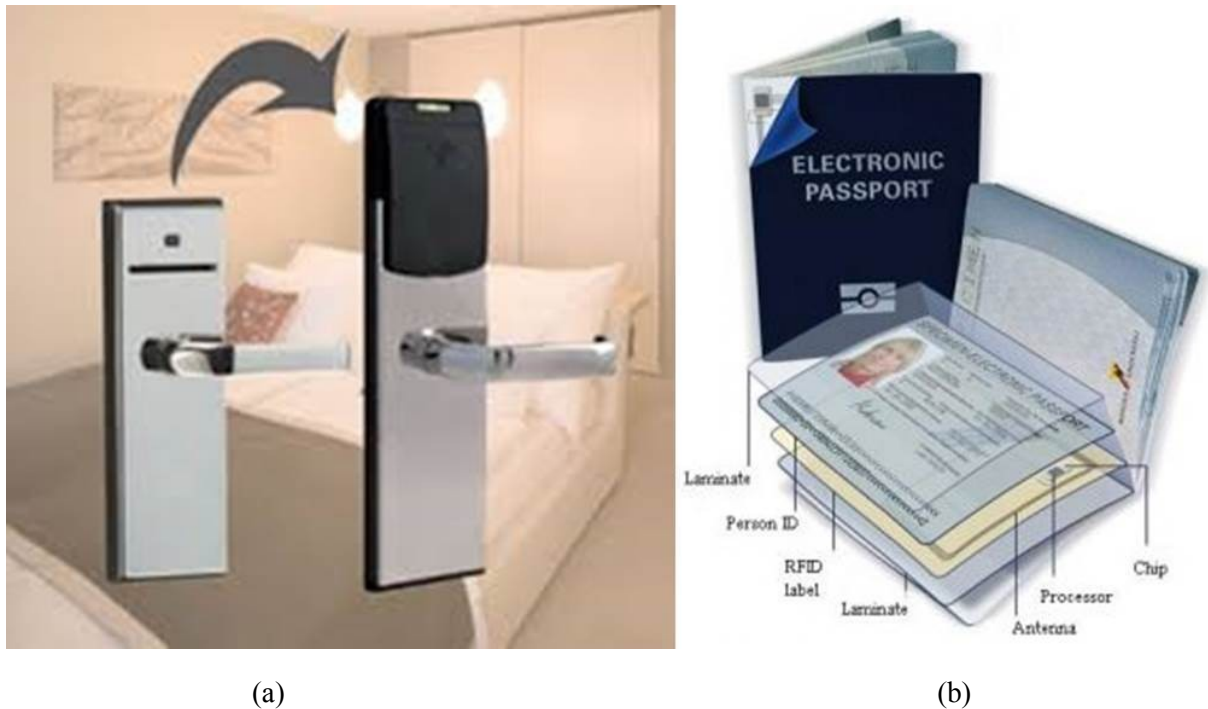


Fig.1.2 : (a) lecteur RFID pour le contrôle d'accès (vingcardelsafe.com), (b) passeport biométrique utilisant la RFID (lemondeinformatique.fr).

Le lecteur envoie des requêtes aux tags RFID pour récupérer des données stockées dans leur mémoire. Le lecteur peut également procéder à une écriture d'information dans le tag. Le lecteur et le tag sont équipés d'antennes qui doivent s'adapter à l'environnement de la communication RFID. On note à ce propos que cet environnement change au cours du temps, il peut être l'espace libre ou présenter des obstacles de différents types comme des liquides ou encore des matériaux métalliques. Le tag, généralement télé-alimenté par le signal du lecteur, génère en premier lieu un code permettant d'identifier l'objet sur lequel il est déposé (Fig. 1.1). L'information contenue dans le tag RFID peut être accessible au grand public comme le prix ou encore les caractéristiques des produits. Elle peut être aussi d'ordre privée et par suite restreinte aux fabricants ou aux services qui exploitent la technologie RFID. On peut citer l'exemple des passeports biométriques, le contrôle d'accès et la traçabilité des produits le long des chaînes de production (Fig. 1.2). Dans ce cas de figure, un niveau de

sécurité supérieur est indispensable du coté réseau pour la gestion des données. En effet, au niveau de la communication RFID, les requêtes échangées entre le lecteur et les tags doivent dans ce cas être sécurisées. La RFID doit cohabiter d'un point de vue spectral avec d'autres technologies sans fil. Pour la RFID, nous distinguons les bandes suivantes (Fig. 1.3) :

- La bande LF à 125kHz et 143 kHz
- La bande HF à 13.56 MHz,
- La bande UHF 860-960 MHz,
- La bande SHF à 2.45 et 5.8 GHz

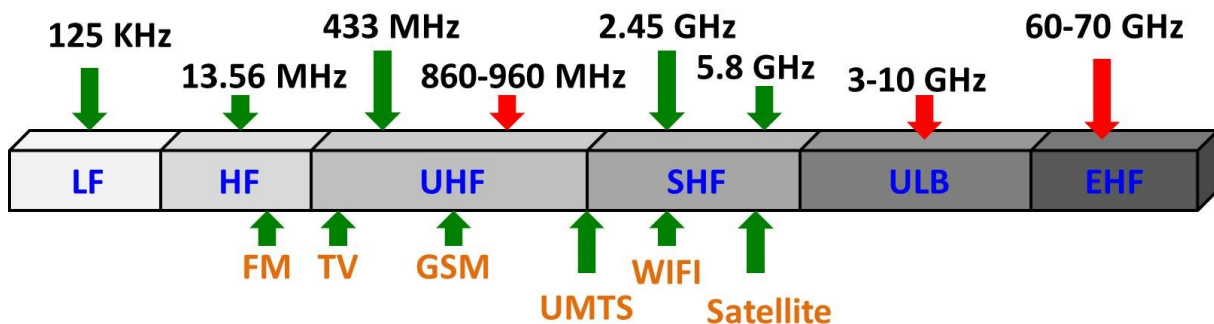


Fig. 1.3 Bandes de fréquence RFID.

L'échange des données entre le lecteur et le tag peut se faire pour des distances différentes, ce qui fait intervenir deux types de mécanisme : par couplage de proximité ou par propagation d'ondes électromagnétiques. En effet, on a pour habitude de caractériser le champ émis par une antenne en fonction dans la zone dans laquelle se situe le récepteur. La dimension de cette zone notée « L » s'exprime en fonction de la dimension maximale de l'antenne « D » et de la longueur d'onde de fonctionnement, comme le montre l'expression (1.1).

$$L = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.1)$$

On distingue ainsi deux mécanismes relatifs à chacune des deux régions (Fig. 1.4).

- La zone de champ lointain où les données sont acheminées par un phénomène de propagation d'ondes électromagnétiques (Fig. 1.4-b). Généralement les portées de lecture sont de quelques mètres pour la RFID passive c'est-à-dire où le tag n'intègre pas de batterie. Ce mécanisme concerne les bandes UHF et SHF.
- La zone de champ proche au voisinage immédiat de l'antenne lecteur où la communication RFID se fait par couplage, le plus souvent inductif, c'est à dire en utilisant le champ magnétique (Fig. 1.4-a). Les portées sont généralement de quelques dizaines de cm. Ce mécanisme concerne les bandes LF et HF.

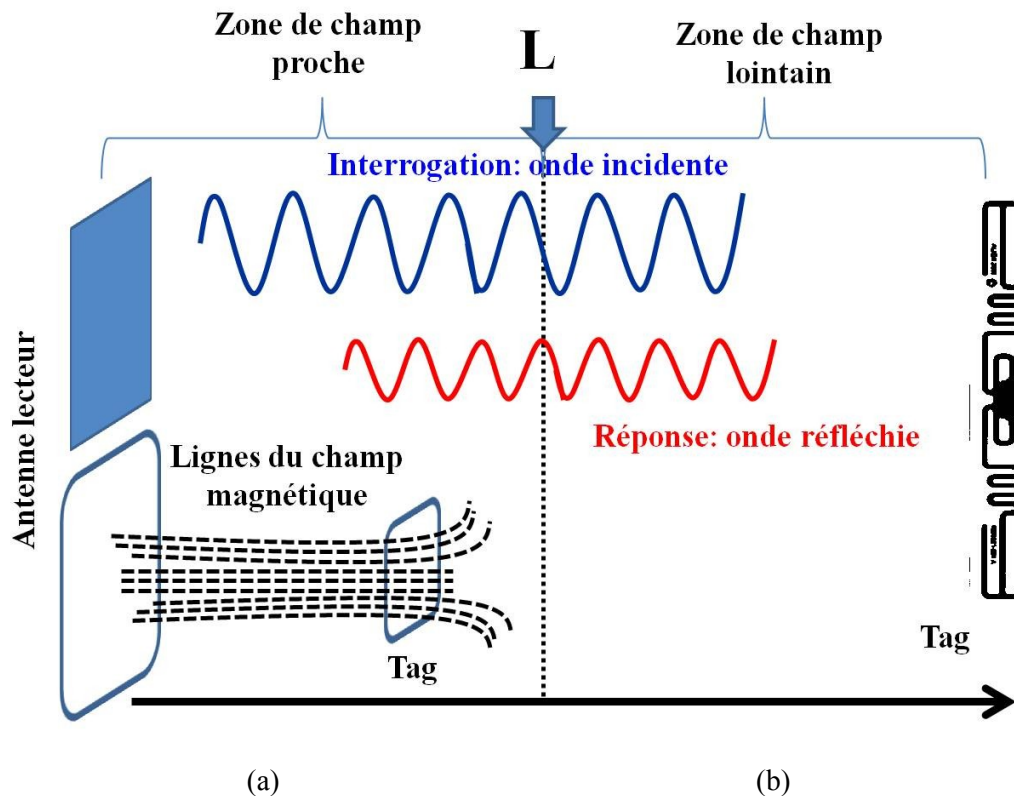


Fig. 1.4 : Mécanismes de transfert des données en RFID : (a) zone de champ proche, (b) zone de champ lointain.

3.1. Éléments de base d'un système RFID

3.1.1. Architecture d'un lecteur RFID

Le lecteur est le composant qui coordonne la communication RFID et assure la télé-alimentation des tags dans le cas de la RFID passifs. Il est formé par un module Radio Fréquence pour la transmission et la réception, d'une unité de contrôle, d'une antenne et aussi d'une interface supplémentaire pour transmettre les données vers un terminal (RS232, USB, Ethernet). [16,19]. L'unité de contrôle paramètre le protocole de communication et gère les opérations de codage et décodage en bande de base. Ensuite, on retrouve le front end qui se finalise par une antenne (Fig. 1.5). Le front end dispose des blocs de modulation/démodulation synchronisés à un oscillateur local. Il dispose également des blocs de filtrage, et d'amplification, qui constituent la chaîne d'émission (Fig. 1.6-a) et de réception (Fig. 1.6-b).

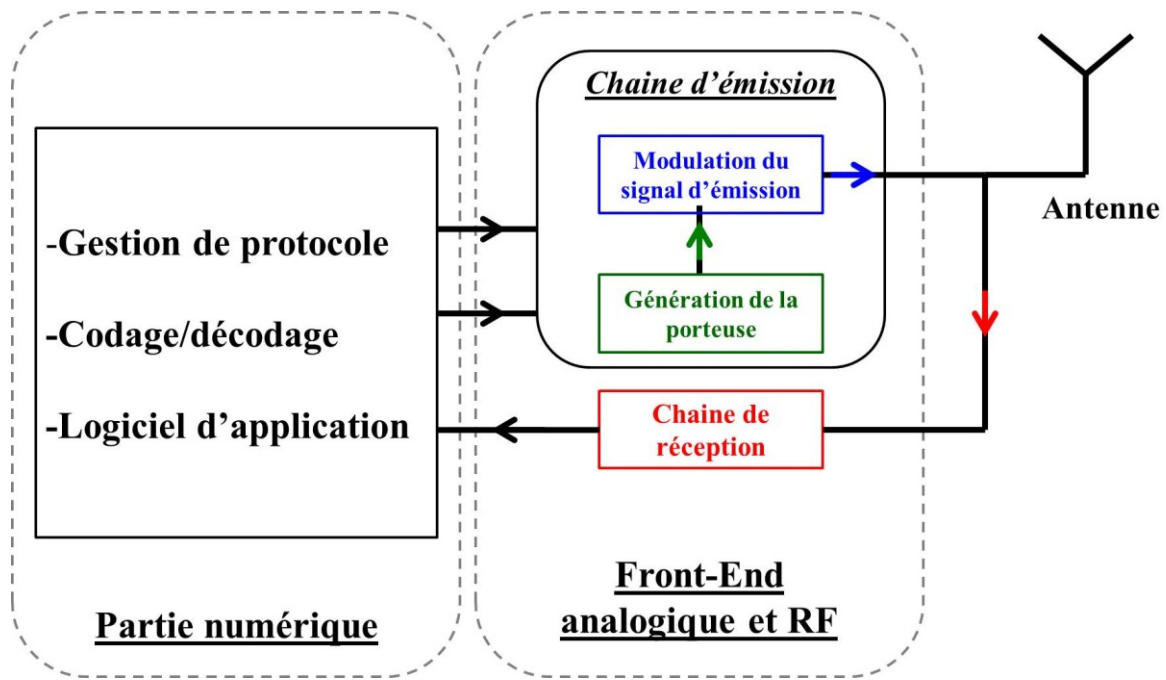


Fig. 1.5: Architecture d'un lecteur RFID UHF.

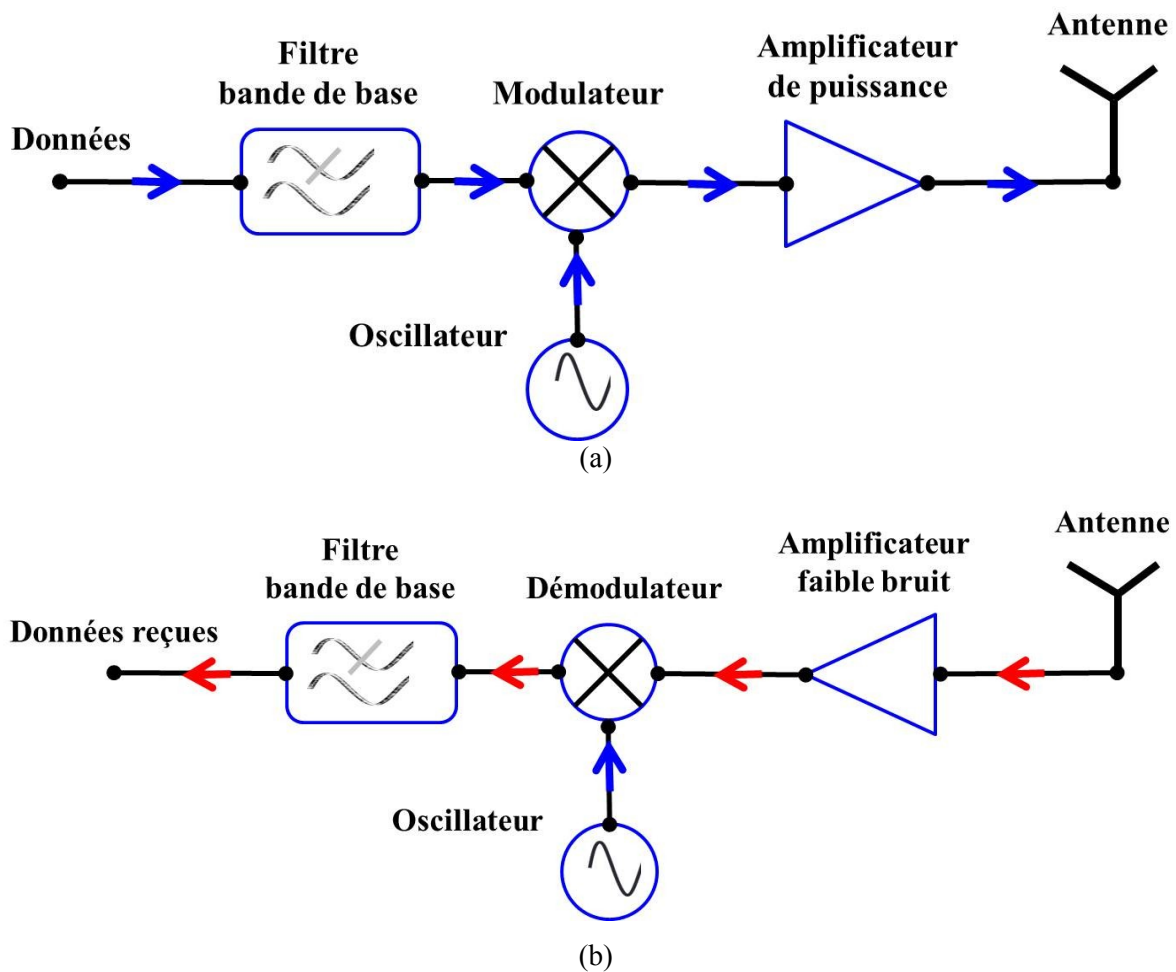


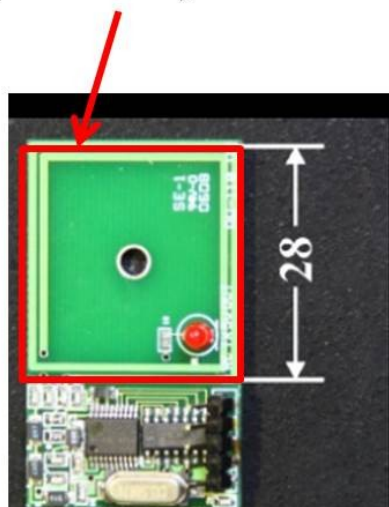
Fig. 1.6 : (a) chaîne d'émission d'un lecteur RFID UHF classique, (b) chaîne de réception d'un lecteur RFID UHF classique.

L'information sous forme numérique est donc générée en bande de base puis codée par un algorithme approprié. Ensuite, elle est transformée en un signal analogique, puis modulée à la fréquence de communication RFID. Le signal modulé finalement amplifié. En dernière étape, l'antenne prend le relais pour la transmission du signal. Le lecteur émet donc un signal modulé à la fréquence de fonctionnement qui contient également sa requête. Ce signal va permettre d'activer la puce RFID du tag. Par la suite, le lecteur continue à envoyer l'interrogation pour maintenir l'alimentation du tag. Ce signal sert également pour créer la réponse du tag par retro-modulation. Pour se faire, le tag va modifier son impédance d'entrée (il présente successivement deux valeurs différentes) de manière à ce que le signal réfléchi présente lui aussi deux états différents. Ensuite, le lecteur récupère ce signal réfléchi, l'amplifie, le démodule et extrait l'information renvoyée par le tag. Il peut ainsi obtenir l'UID (Unique ID) du tag. La vitesse de transmission et de traitement des données varie suivant la fréquence RFID utilisée. Le débit est plus élevé dans la bande UHF comparativement aux bandes LF et HF. Le dialogue entre le lecteur et le tag sera détaillé par la suite dans la partie des systèmes RFID UHF passifs.

Les lecteurs RFID peuvent avoir des antennes intégrées (Fig. 1.7-a) pour de faibles portées de lecture comme en bande HF [21,22]. Pour des applications de traçabilité notamment pour la logistique et la grande distribution, les antennes sont séparées du boîtier du lecteur et on peut avoir plusieurs antennes pour élargir la zone de lecture (Fig. 1.7-b). On trouve aussi bien des lecteurs fixes comme c'est le cas pour le contrôle d'accès et la validation des titres de transport que des lecteurs mobiles utilisés pour le scan des articles dans les grandes surfaces [21]. La conception d'antennes lecteur doit tenir compte de ces contraintes d'intégration (espace, environnement de l'application) et de dimensions. On peut avoir donc des antennes lecteurs imprimées sur la même carte que le module RF comme dans le cas d'un lecteur intégré ou avoir un support indépendant du lecteur.

Les antennes lecteur se distinguent selon leurs paramètres d'émission et de réception en particulier la polarisation, la directivité, l'efficacité, le gain et la surface équivalente. Ces paramètres sont spécifiques à la zone de fonctionnement (Fig. 1.4) et l'application visée.

Antenne lecteur intégrée (RFID HF)



(a)

Antenne lecteur



Boîtier lecteur

(b)

Fig. 1.7 : (a) lecteur RFID avec antenne intégrée [21], (b) boîtier de lecteur RFID UHF (motorolasolutions.com) avec la possibilité de connecter quatre antennes (antenne séparée).

3.1.2. Architecture d'un tag RFID

L'étiquette RFID est dotée d'un processeur élémentaire qui n'est autre que la puce de silicium. Cet élément constitue la partie électronique embarquée qui gère les données sur le tag. La puce se charge d'exécuter trois fonctions dans le cas où elle est télé alimentée par le signal du lecteur. Ces fonctions sont la récupération de l'énergie (RFID passive), la réception du signal et l'établissement de la réponse (Fig. 1.8). Les deux premières fonctions se font simultanément. La puce démodule le signal arrivant aux bornes de l'antenne du tag et convertit l'énergie RF en tension continue permettant d'assurer le fonctionnement des autres parties de la puce (partie numérique) [16,23,24]. Cette convention RF-DC est réalisée grâce à un régulateur et un pont de redressement. Une fois la puce activée (partie numérique opérationnelle), le signal en bande de base est décodé pour identifier la requête du lecteur. La réponse est créée à partir notamment des données se trouvant sur la mémoire de la puce (Fig. 1.8). Le signal contenant la réponse du tag est renvoyé vers le lecteur avec le principe de modulation de charge. La puce présente alternativement deux valeurs d'impédance pour transmettre sa réponse. La modulation de charge sera détaillée dans la partie 4.2.1 de ce chapitre pour le cas des tags passifs.

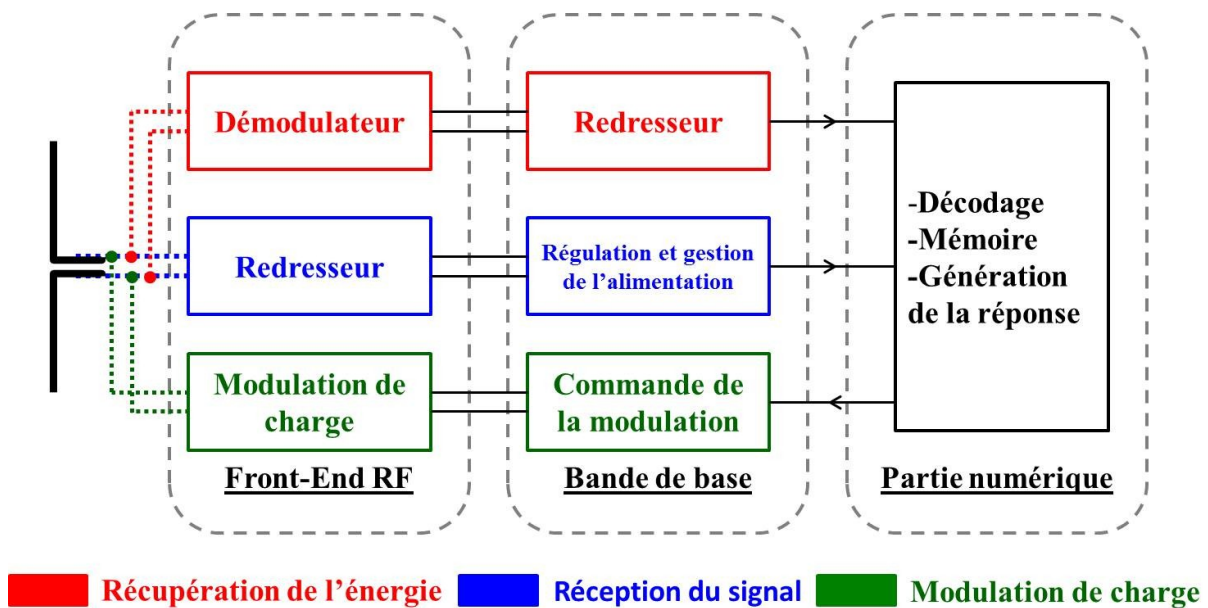


Fig. 1.8 : Schéma de principe d'une puce RFID UHF.

Les antennes des tags sont conçues en tenant compte de plusieurs facteurs. En effet, l'antenne du tag doit tenir compte de l'impédance de la puce pour maintenir une bonne adaptation. Elle doit aussi permettre une communication quasi omnidirectionnelle pour assurer une large couverture spatiale. Dans le même temps, il est indispensable de tenir compte de l'environnement physique surtout la présence d'obstacles perturbateurs tels que des objets métalliques[25,26]. Les dimensions de l'antenne constituent globalement la taille totale du tag RFID. Comme pour les antennes lecteur, les antennes de tags prennent plusieurs formes suivant l'application visée et le mécanisme d'échange des données (Fig. 1.4). Des exemples de tags commerciaux proposés par les fournisseurs de puces NXP (Fig. 1.9-a) et IMPINJ sont accessibles (Fig. 1.9-b) [27].

Le tag RFID peut être imprimé sur un substrat flexible ou rigide. Dans le premier cas, on parle d'Inlay (Fig. 1.9-c). Un packaging en matière de plastique peut être ajouté pour des questions de robustesse mécanique par exemple.

3.1.3. Bases de données et réseaux (gestion des informations)

Les données collectées à travers une communication RFID sont gérées par un terminal qui se présente sous la forme d'un ordinateur ou d'un serveur. Deux fonctionnalités sont envisageables à ce niveau : le stockage et la sauvegarde des informations dans des bases de données publiques ou privées selon l'application RFID recherchée. Ces données peuvent servir à de très nombreuses études, telles que des études statistiques et de suivi. La deuxième fonctionnalité est l'exploitation de ces données 1) pour le partage en temps réel à travers les

nœuds d'un réseau (internet ou réseau privé VPN), 2) pour lancer d'autres commandes comme l'activation d'une barrière de parking pour un contrôle d'accès par exemple.

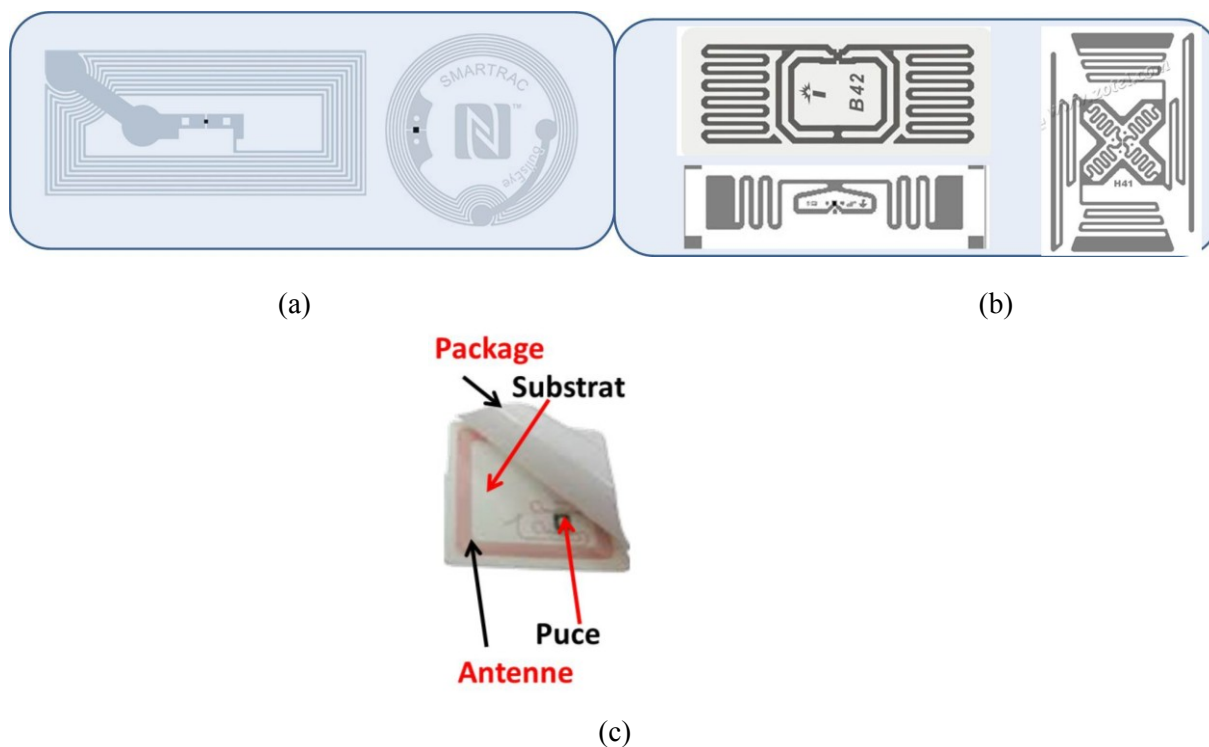


Fig. 1.9: Exemples de tags RFID: (a) tags NXP (altasrfidStore.com), (b) tags IMPINJ(zotei.com), (c) tag RFID inlay (pongee.com)

4. Les grandes familles des systèmes RFID

Plusieurs classes ou familles RFID peuvent être définies selon différents critères à savoir la nature des tags, la fréquence d'utilisation, la portée, le débit, la capacité de stockage et le type de couplage lecteur-tag (Tableau 1-1).

Quatre familles de RFID peuvent être définies en utilisant une classification par bande spectrale : les systèmes RFID LF (pour Low Frequencies ou basses fréquences), HF (pour High Frequencies), UHF (pour Ultra High Frequencies) et les systèmes RFID SHF (pour Super High Frequencies). Selon le mécanisme d'échange des données, ces quatre familles peuvent être regroupées en deux grandes familles. La famille LF/HF fonctionne sur le principe du couplage inductif alors que la famille UHF/SHF utilise la propagation des ondes. Les bandes de fréquence allouées à la RFID, la puissance d'émission autorisée et d'autres spécifications relatives à l'application sont contrôlées par des organisations de normalisation internationales et régionales telles que l'ISO et l'ETSI. Nous allons décrire rapidement le fonctionnement de ces deux organismes.

Tableau 1-1 : Caractéristiques des familles RFID

	LF	HF	UHF	SHF
Bande	125-134 KHz	13.56 MHz	860-960 MHz	2.45-5.8 GHz
Longueur d'onde	2400 m	22 m	33 cm	9 cm
Zone de champ	Proche	Proche	Proche/Lointain	Lointain
Effet de peau	220 μm	22 μm	3 μm	1.3 μm
Portée	$\approx 1\text{m}$	$\approx 1\text{m}$	10-50m	>100m
Débit	≈ 9.6 kbps	≈ 64 kbps	≈ 640 kbps	1-2 Mbps
Nature des tags	Passif	Passif	Actif/Passif	Actif
Applications	Animale	Contrôle d'accès	Inventaire	Médicale

- ISO (International Organization of Standardization) [27]

L'organisation internationale de normalisation (ISO) regroupe plus de 164 pays réunis pour l'établissement et la publication des normes internationales dans différents domaines. Les normes sont définies comme étant les règles de base pour les produits et les services au niveau de la sécurité, la production et la pratique. L'ISO participe à l'attribution des normes techniques et applicatifs à la RFID sur les différentes gammes des fréquences LF, HF, UHF et SHF qui organise l'utilisation des étiquettes RFID pour la traçabilité. Les normes techniques concernent les paramètres de communication, comme la fréquence de fonctionnement, la bande passante, la puissance d'émission maximum, le type de modulation, le codage, le débit et le protocole de communication. Parmi les normes applicatives, on distingue l'identification des animaux et les systèmes antivols.

- ETSI (European Telecommunications Standards Institute)[28]

L'institut européen des normes de télécommunications est l'organisme de normalisation européen du domaine des télécommunications incluant la téléphonie fixe et mobile, l'internet, la couverture réseau, les systèmes radio et la diffusion. Son siège se situe à Sophia Antipolis en France. L'ETSI regroupe 63 pays représentés par 750 membres. Son rôle est de produire des normes de télécommunications adoptées à la zone européenne de point de vue environnement et applications. Les normes sont issues généralement des normes internationales. Sur la Fig. 1.10, nous représentons quelques normes internationales attribuées aux différentes familles RFID selon le spectre. Dans le tableau 1, on illustre quelques caractéristiques de ces familles.

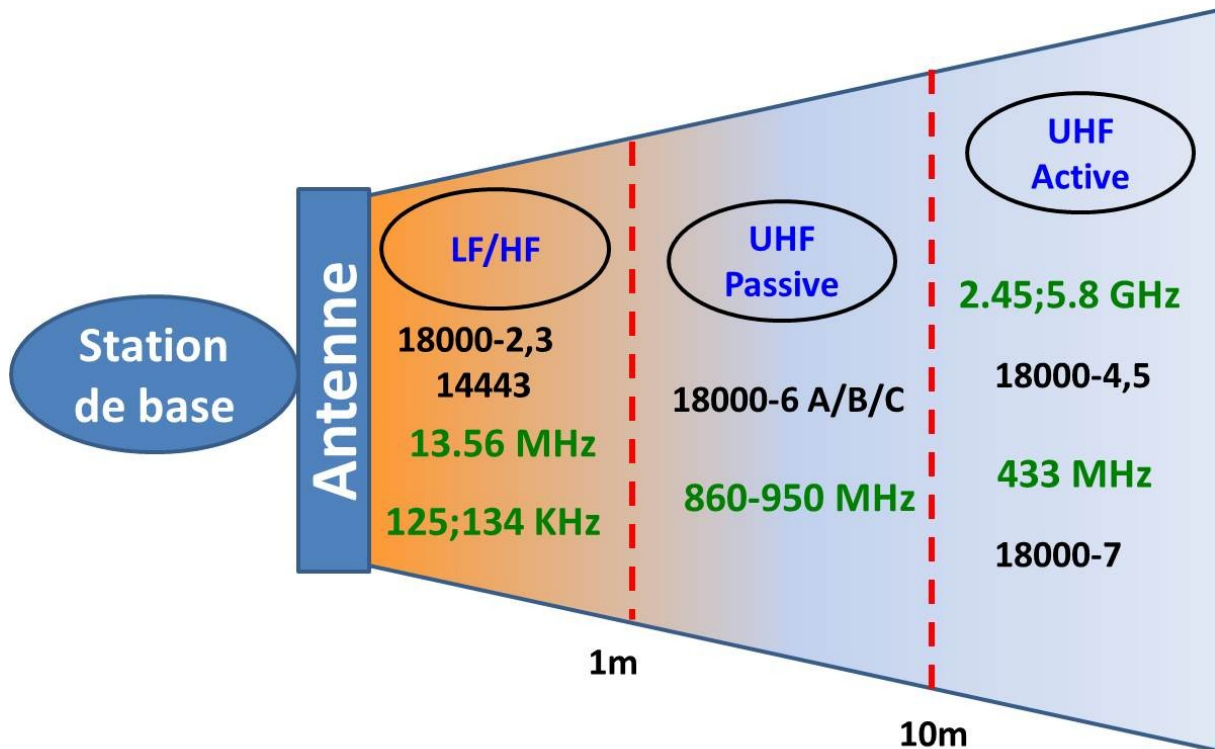


Fig.1.10 : Normes ISO pour les différentes familles de système RFID [16].

4.1. Les systèmes RFID LF/HF

Ces systèmes sont sollicités dans le cas où la saisie d'informations à partir des tags doit être effectuée sur des courtes distances. La distance lecteur-tag dans ce cas ne dépasse globalement pas le mètre. On peut citer comme application la lecture des passeports biométriques et le contrôle d'accès. La communication lecteur-tag se déroule en zone de champ proche utilisant ainsi un couplage magnétique entre l'antenne lecteur et l'antenne tag. Les deux antennes ne sont que des boucles, dont le rayon et le nombre de spires permettent d'optimiser la communication. Ainsi, le principe de cette communication est similaire à celui d'un transformateur. On distingue ainsi deux technologies : la RFID LF sur les bandes 125 kHz, 134 kHz et la RFID HF à 13.56 MHz [16,22,29,30]. Comme nous le disions, les antennes pour tags et lecteurs prennent la forme de boucles de courant composées de plusieurs spires dont les dimensions restent faibles devant la longueur d'onde ($\lambda=22.1$ m pour 13.56 MHz) (Fig. 1.11-a). Des matériaux magnétiques, de la ferrite sont souvent utilisés de manière à concentrer dans une zone le champ magnétique et augmenter ainsi la distance de lecture. Du côté tag, des éléments localisés sont le plus souvent rajoutés pour maintenir une bonne résonance à la fréquence souhaitée.

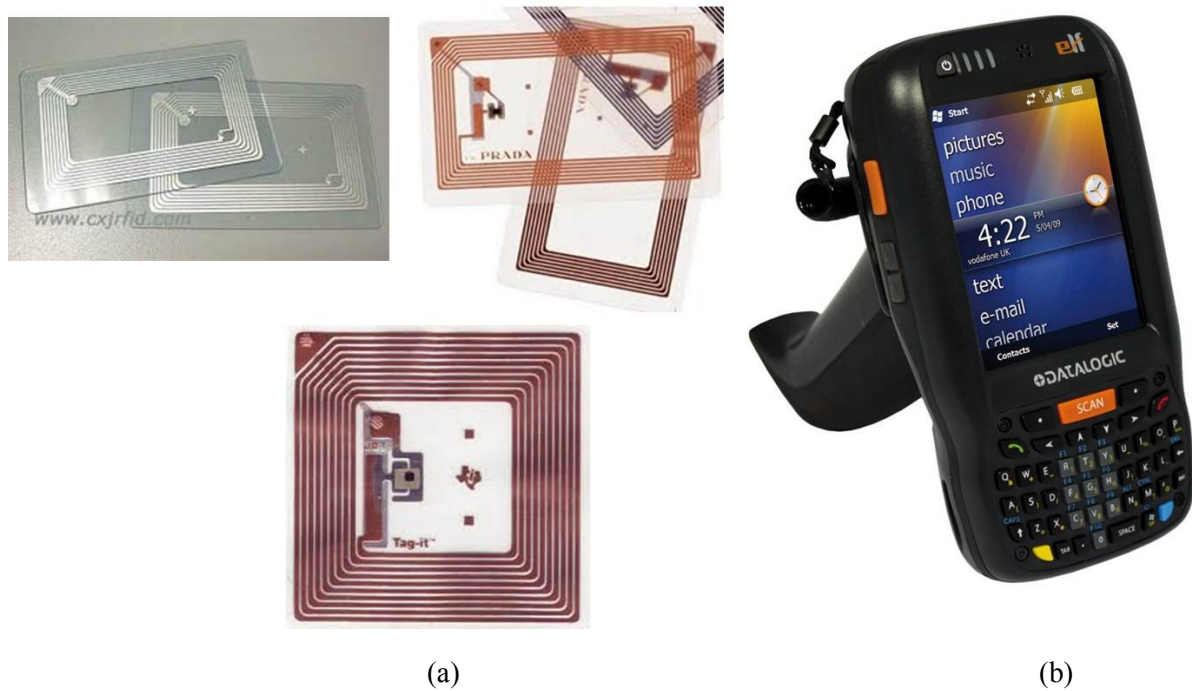


Fig. 1.11 : (a) exemple de Tags HF (siongboon.com), (b) lecteur HF mobile (x-check.co.uk).

Comparativement à la RFID UHF, ces systèmes sont caractérisés par un débit faible, de même pour la portée. L'espace mémoire disponible dans la puce est lui aussi restreint (entre 56 et 128 kbits). Pour terminer, le coût de fabrication reste modéré, c'est-à-dire supérieur à un tag UHF notamment du fait de la présence d'un via pour pouvoir connecter les différents enroulements à la puce. En revanche, les fréquences de fonctionnement sont identiques partout dans le monde avec une régulation identique [31]. La RFID LF est utilisée pour la traçabilité des animaux et certaines applications médicales. Les spectres LF, HF sont peu sensibles aux milieux métalliques et liquides ce qui permet d'obtenir une certaine flexibilité de lecture qui reste très recherchée en termes applicatif.

Généralement, le lecteur et son antenne sont intégrés dans un même boîtier, le plus souvent mobile (Fig. 1.11-b). Outre la portée, les antennes pour tag et lecteur qui sont généralement des boucles peuvent être modélisées simplement, notamment par des circuits résonnants RLC, qui sont caractérisés par leur facteur de qualité Q [16]. Ce facteur Q (équation (1.2)) donne une indication sur la quantité d'énergie qui peut être échangée avec le tag ou l'antenne lecteur.

$$Q = \frac{\omega W}{P} \quad (1.2)$$

Où W est l'énergie EM emmagasinée, P la puissance dissipée et ω la pulsation.

Par ailleurs, cette grandeur peut être déterminée à partir de la bande passante BW de l'antenne à travers la relation (1.3) où f_0 est la fréquence de résonance.

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (1.3)$$

4.2. Les systèmes RFID UHF/ SHF

Ces systèmes suscitent un grand intérêt pour l'identification et la traçabilité dans les applications logistiques, l'inventaire, la grande distribution surtout depuis la mise en place de l'EPC (Electronic Product Code). Ce standard avec ses différentes classes [15-16] consiste à attribuer un identifiant unique au tag RFID. Cet identifiant s'exprime sur 64, 96 ou 125 bits et permet la traçabilité des objets en utilisant le spectre 860-960 MHz partout dans le monde. La classe 2 est réservée aux tags passifs. Les classes d'ordres supérieurs concernent les tags actifs. Les bandes 2.45 GHz et 5.8 GHz sont réservées pour des applications médicales telles que les capteurs de rythme cardiaque et de température [32].

Pour cette famille, le transfert des données est réalisé par propagation entre les deux antennes lecteur et tag. Du côté du lecteur, l'antenne prend souvent la forme de patchs avec des polarisations circulaires pour assurer un meilleur taux de lecture par rapport aux orientations inconnues des tags. L'antenne tag est le plus souvent basée sur la forme d'un dipôle $\lambda/2$, qui permet d'avoir un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel. Des techniques de miniaturisations permettent de réduire la taille des tags pour correspondre aux dimensions des cibles. La taille la plus courante est inférieure à 10 cm de longueur, c'est à dire bien inférieure à $\lambda/2$.

Ces tags RFID UHF peuvent être lus sur une dizaine de mètres. On distingue les tags passifs où l'énergie utilisée par la puce provient totalement du signal envoyé par le lecteur. On peut avoir aussi des tags actifs et semi actifs. Ces tags détiennent une batterie avec une taille variable qui assure l'autonomie de l'étiquette RFID de plus un front end RF pour les tags purement actifs. Ils utilisent les bandes 2.45 et 5.8 GHz mais aussi la bande 433 MHz.

4.2.1. Les tags passifs

Ces tags fonctionnent dans la bande 860-960 MHz. Un tag RFID passif est composé d'une puce RFID reliée à une antenne de type dipôle pour garantir un rayonnement en zone de champ lointain. L'étiquette RFID est sans batterie. Par suite, la puce s'appuie totalement sur le signal du lecteur pour s'activer et renvoyer sa réponse à la station de base. Un travail spécifique (adaptation d'impédance) est réalisé au niveau de la conception de l'antenne du tag pour optimiser le transfert de l'énergie entre l'antenne et la puce RFID [16,23,24,33].

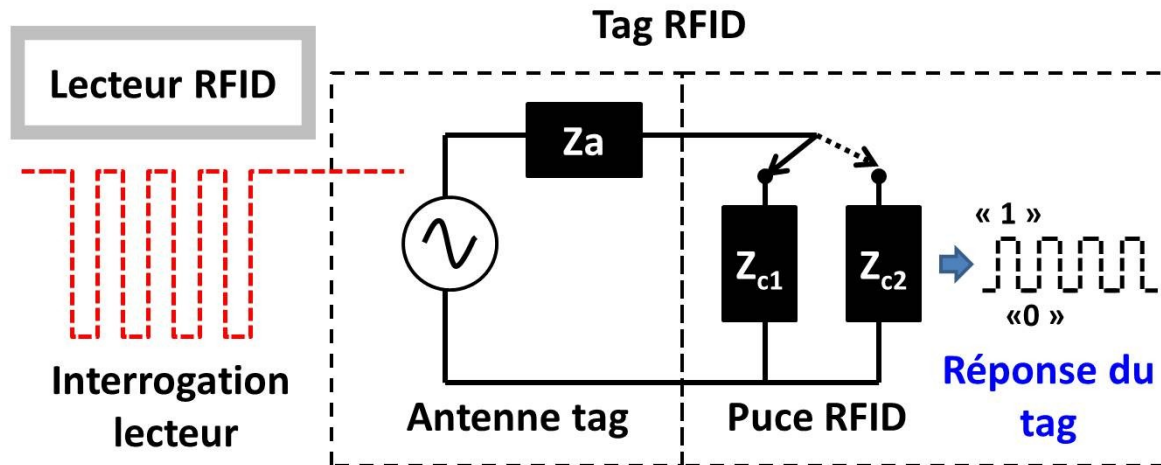


Fig. 1.12 : Principe de la rétro modulation (Backscattering) d'un tag RFID.

Le lecteur transmet son interrogation vers le tag avec une modulation d'amplitude (ASK) à la fréquence de fonctionnement. Le signal émis sert aussi à alimenter la puce RFID sur le tag. La puce RFID contient un circuit de récupération d'énergie qui se charge de transformer la puissance E.M collectée par l'antenne tag en tension continue. Le lecteur continue, après la transmission de son interrogation, à émettre un signal non modulé toujours à la même fréquence (CW) pour maintenir la télé alimentation de la puce RFID. La réponse du tag est la rétro modulation ou « Backscattering » en anglais de ce signal. En effet, le signal (CW) envoyé par le lecteur est réfléchi par la puce en utilisant une modulation de charge. Le tag module le signal du lecteur sur deux valeurs d'impédances et le réfléchit vers le lecteur (Fig. 1.12).

En effet, la puce RFID est vue aux bornes de l'antenne tag comme une impédance Z_c . L'impédance de la puce bascule entre deux états pour créer la réponse du tag. Ces deux états correspondent aux deux niveaux logiques « 0 » et « 1 ». Chaque état correspond à un niveau de réflexion. On distingue l'état d'adaptation où l'impédance vérifie la relation (1.4) où l'impédance de l'antenne est notée Z_a (Fig. 1.12).

$$Z_a = Z_c^* \quad , \quad Z_a = R_a + X_a \quad , \quad Z_c = R_c + X_c \quad (1.4)$$

Le transfert d'énergie de l'antenne vers la puce est optimal pour ce cas. Ça représente aussi le niveau logique « 0 » de la réponse du tag. Le niveau logique « 1 » correspond à une deuxième valeur d'impédance qui provoque un niveau de réflexion différent de celui du niveau logique « 0 ». Ce deuxième état l'impédance de la puce Z_{c2} généralement choisi comme étant proche d'un court-circuit (sans être exactement un court-circuit de manière à pouvoir maintenir l'alimentation de la puce dans cet état). Le niveau de puissance renvoyé

vers le lecteur est plus important. De ce fait, les lecteurs communicants avec ce type de tags doivent avoir une bonne sensibilité de réception qui atteint en pratique -70, -80 dB.

La portée en lecture est définie comme étant la distance maximale permettant la récupération de l'identifiant du tag RFID avec un lecteur. En RFID UHF, le lien descendant lecteur-tag définit la portée maximale d'un système RFID, ce qui ni plus ni moins à la portée du tag RFID [34]. Cette portée dépend d'un grand nombre de paramètres comme notamment la « sensibilité » du tag, du lecteur et l'environnement de l'application. La « sensibilité » du tag est étroitement liée au gain de l'antenne du tag, sa polarisation, son adaptation par rapport à la puce RFID et finalement à la sensibilité de cette puce (donnée constructeur [35] exprimée de l'ordre de -18 dBm). La sensibilité de la puce est relative à la puissance et la fréquence de fonctionnement. En effet, la puissance collectée au niveau du tag doit être en mesure d'activer la puce RFID en tenant compte de l'adaptation puce/antenne et le gain de l'antenne tag. Ce seuil ou puissance d'activation est mentionné par les fabricants des puces. Son impact est très important sur la portée de l'étiquette RFID. Cette puissance d'activation varie selon la puce RFID, les fabricants s'attachent à la diminuer d'une génération à l'autre (-8 dBm (31.6 μ W) fin des années 90, elle est désormais pour les puces les plus performantes à -20 dBm (10 μ W)). La Fig. 1.13 décrit l'évolution de la sensibilité de la puce RFID durant ces deux dernières décennies. Ces améliorations sont liées au développement de l'électronique

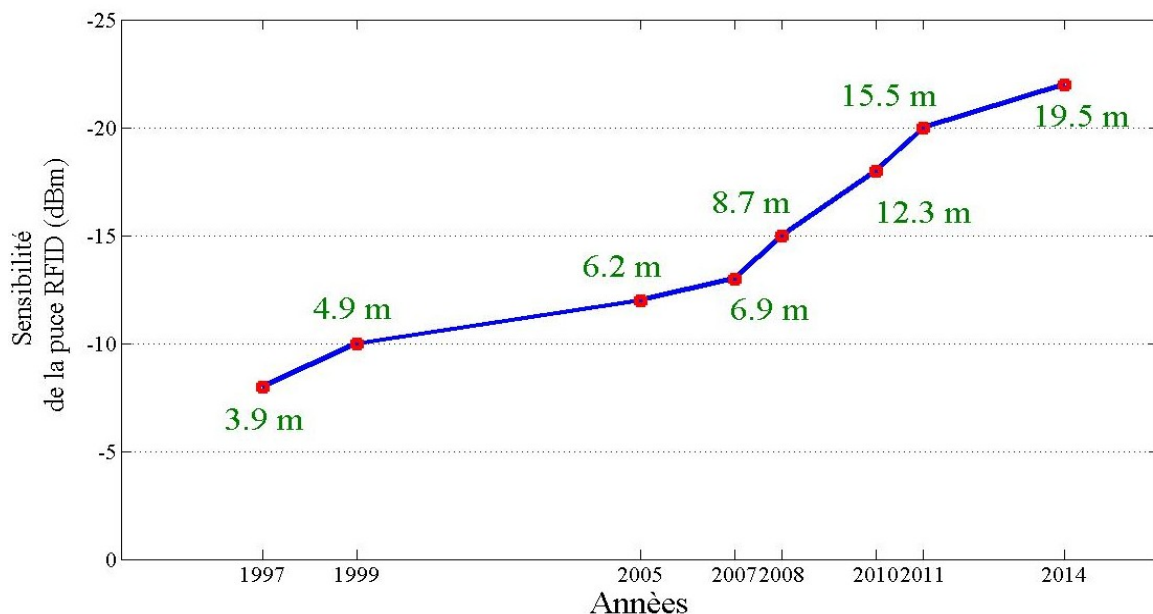


Fig. 1.13 : Evolution de la portée du tag RFID vis-à-vis de l'amélioration de la sensibilité de la puce RFID, Valeurs de portée calculée avec les paramètres suivants : $f=868$ MHz, $G=2$ dBi, $P=2$ W

intégrée. On voit très bien que l'évolution de la sensibilité de la puce se traduit directement par l'augmentation de la portée. Cette dernière est liée à la sensibilité de la puce à travers la

relation (1.5) où λ est la longueur d'onde (1.6), P_{tag} la puissance collectée par l'antenne du tag. Elle s'exprime en fonction de la sensibilité de la puce P_{chip} et du Gain de l'antenne tag G comme le montre la relation (1.7). On considère que la puissance EIRP (pour puissance rayonnée isotrope équivalente) envoyée par le lecteur notée P est égale à 2 W. C'est la puissance maximale émise dans une direction bien déterminée et elle est équivalente à la puissance qu'il faut appliquer à une antenne isotrope pour obtenir le même champ sur la même direction. La norme européenne utilise l'ERP qui est la puissance maximale émise par rapport à une antenne dipôle en $\lambda/2$.

Sur la Fig. 1.13, la portée est déterminée par rapport aux valeurs des paramètres fixées comme suit : $G=2$ dBi, $f=868$ MHz, $P=2$ W. La connexion puce –antenne sur le tag est supposée parfaite $p=1$ (adaptation conjuguée parfaitement respectée avec l'état d'impédance Z_{c1}). On note des distances de lecture théoriques bien supérieures aux 10 mètres observées en pratique. Ceci s'explique principalement par l'effet de l'environnement du tag qui en pratique n'est pas l'espace libre. De même, l'adaptation puce/antenne, pour différentes raisons (notamment la bande de fréquence souhaitée) est généralement faible comparativement à un système RF classique.

La relation 1.5 est déduite de l'équation de Friss (1.8.1) où on peut exprimer la distance en fonction de la puissance au niveau de l'émetteur et du récepteur (1.8.2) qui sont dans le cas RFID, respectivement le lecteur et le tag RFID. Dans le tableau 1-2, nous exprimons l'équivalence entre les termes de la relation (1.5) et ceux de (1.82) où P_r et G_r sont classiquement la puissance et le gain au niveau du récepteur (tag), P_t et G_t la puissance et le gain de l'émetteur (lecteur RFID) [24,33].

$$R_{tag} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P}{P_{tag}}} \quad (1.5)$$

$$\lambda = c/f \quad (1.6)$$

$$P_{chip} = P_{tag} \cdot p \cdot G \quad (1.7)$$

$$p = \frac{4R_a R_c}{|Z_a + Z_c|^2}$$

Le coefficient de transmission entre l'antenne du tag et la puce est exprimé en fonction de Z_a et Z_c impédances respectives de l'antenne et de la puce, R_a et R_c sont les parties réelles de ces impédances

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_t \quad (1.8.1)$$

$$R = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r}{P_r}} \quad (1.82)$$

Tableau 1-2 : Equivalence entre les termes les relations (1.82) et (1.5)

	Friss (1.82)	RFID : relation (1.5)
Gain du récepteur	G_r	G
Puissance rayonnée	$P_t * G_t$	P
Puissance reçue	P_r	P_{chip}
	P_r / G_r	P_{tag}

Pour les systèmes RFID UHF passifs, il est très important d'assurer un transfert optimal entre l'antenne et la puce du tag RFID [34]. La conception de l'antenne du tag (mais aussi celle du lecteur) doit être optimisée pour satisfaire la condition (1.4) qui va directement impacter la relation (1.5).

Un circuit d'adaptation entre l'antenne et la puce est très rarement utilisé en pratique. Le travail d'adaptation est réalisé au cours de la conception de l'antenne pour simplifier la réalisation et réduire également les pertes provoquées par un circuit d'adaptation externe.

En pratique, l'adaptation d'impédance puce/antenne, et le gain sont les paramètres de conception qui devront être optimisés vis-à-vis à l'environnement de l'application.

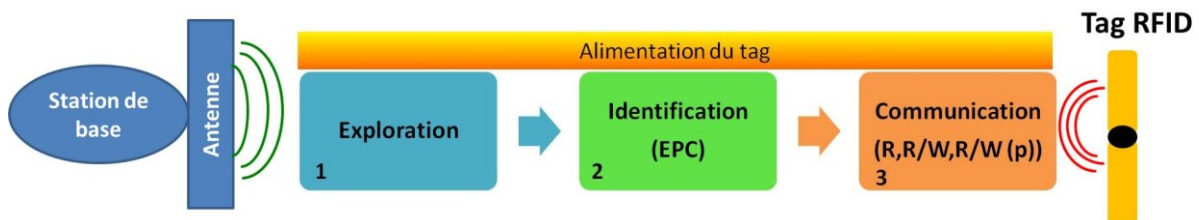


Fig. 1.14 : Différentes phases d'une communication RFID.

Sur la Fig. 1.14, on représente les trois phases principales d'une communication RFID selon un protocole de la norme EPC Gen2 dédié pour les tags UHF passifs: exploration, identification et communication. Durant toutes les phases, l'alimentation du tag est maintenue.

Phase d'exploration : le champ électromagnétique créé par l'antenne lecteur tente d'alimenter les éventuels tags présents dans sa zone de lecture. Une commande de détection « QUERY » permet de détecter la présence des tags dans le champ du lecteur.

Phase d'identification : la réponse du tag (contenant le CRC16) permet au lecteur d'identifier le tag avec lequel il va établir la communication.

Phase de communication : cette étape peut se restreindre à l'envoi par le tag de son EPC, ou être plus évoluée comme par exemple l'échange des informations contenues dans la mémoire de l'étiquette. Selon le mode de fonctionnement du tag, des écritures sur les tags peuvent avoir lieu. Trois modes de fonctionnement sont à distinguer : mode lecture, écriture /lecture et lecture /écriture protégé.

4.2.2. Les tags actifs

Le tag est considéré actif lorsqu'un module d'émission RF avec sa source d'énergie (pile par exemple) est embarqué sur le tag RFID. Dans ce cas, le tag est auto alimenté et crée sa réponse propre indépendamment du signal du lecteur (pas de retro-modulation) ce qui permet une communication full duplex. La communication entre lecteur et tag peut utiliser le protocole TTF (Tag Talk First). Le tag peut aussi répondre sur une autre fréquence. On peut imaginer aussi des communications entre tags. Ce type de tags est nécessaire pour des applications qui exigent des portées de lecture de plusieurs dizaines de mètres. L'application la plus connue pour ce genre de tag est le télépéage autoroutier. Cette application exige une réponse rapide du tag en tenant compte de la vitesse du véhicule et de la distance qu'il le sépare de la station de base. La durée de vie est étroitement liée à celle de la batterie qui peut atteindre 7 ans. Par ailleurs, ces tags peuvent être utilisés pour le suivi des produits de valeur. Ces tags opèrent à 2.45 GHz, 5.8 GHz et 433 MHz [32,36,37].

Il existe une autre variété de tags, eux aussi équipés d'une batterie mais cette fois sans module RF, qui sont connus sous le nom d'étiquettes semi-actives (ou semi-passives). Dans ce cas, la batterie est plus petite (notamment en termes de capacité) et sert uniquement à faire fonctionner le microcontrôleur et la mémoire de la puce (contrairement au cas actif, elle ne participe pas à la génération de l'onde renvoyée vers le lecteur). On garde ainsi le principe de retro modulation des tags passifs. Ils sont également appelés tags assistés par batterie ou BAT (pour Battery Assisted Tag). La Fig. 1.15 décrit une communication faisant intervenir des tags actifs et semi actifs. Dans les deux cas l'ajout de la batterie rajoute de l'encombrement sur l'étiquette RFID et augmente la complexité de conception et le prix unitaire du tag.

Les systèmes RFID en bande UHF/SHF sont soumis à une régulation de la puissance maximum qui varie selon la zone géographique et le spectre utilisé. La Fig. 1.16 donne la puissance limite autorisée pour chacune des régions avec le spectre correspondant.

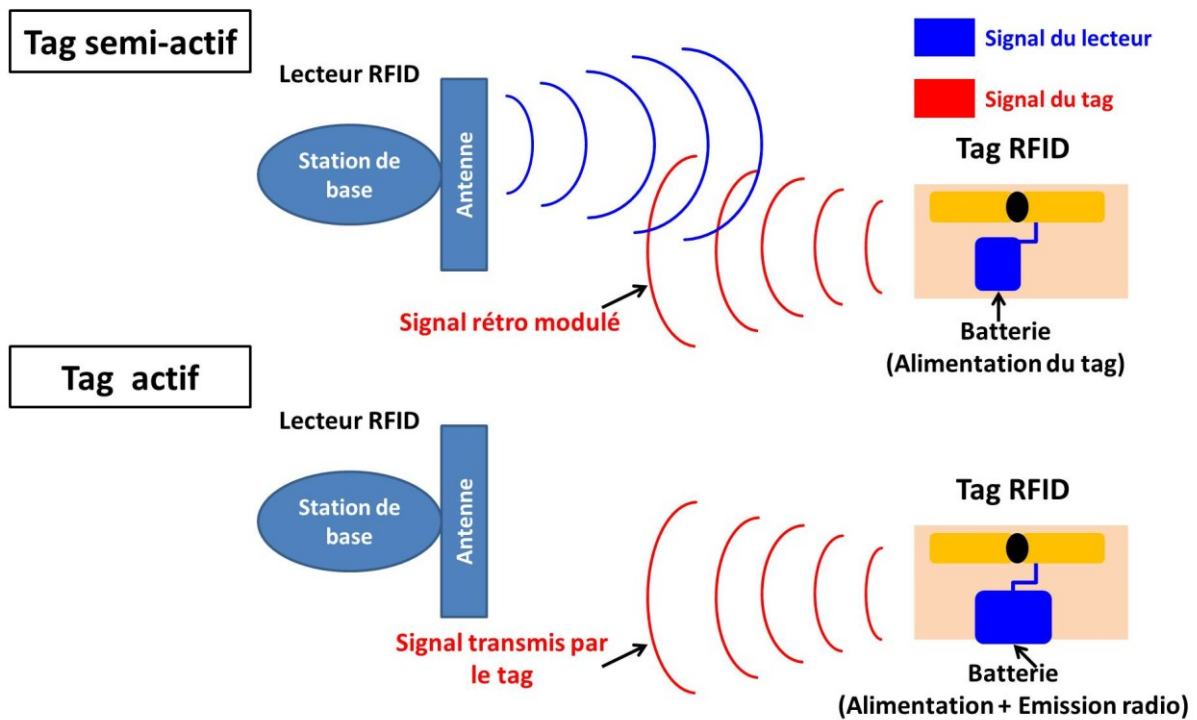


Fig. 1.15 : Principe de fonctionnement des tags semi-actif et des tags actifs.

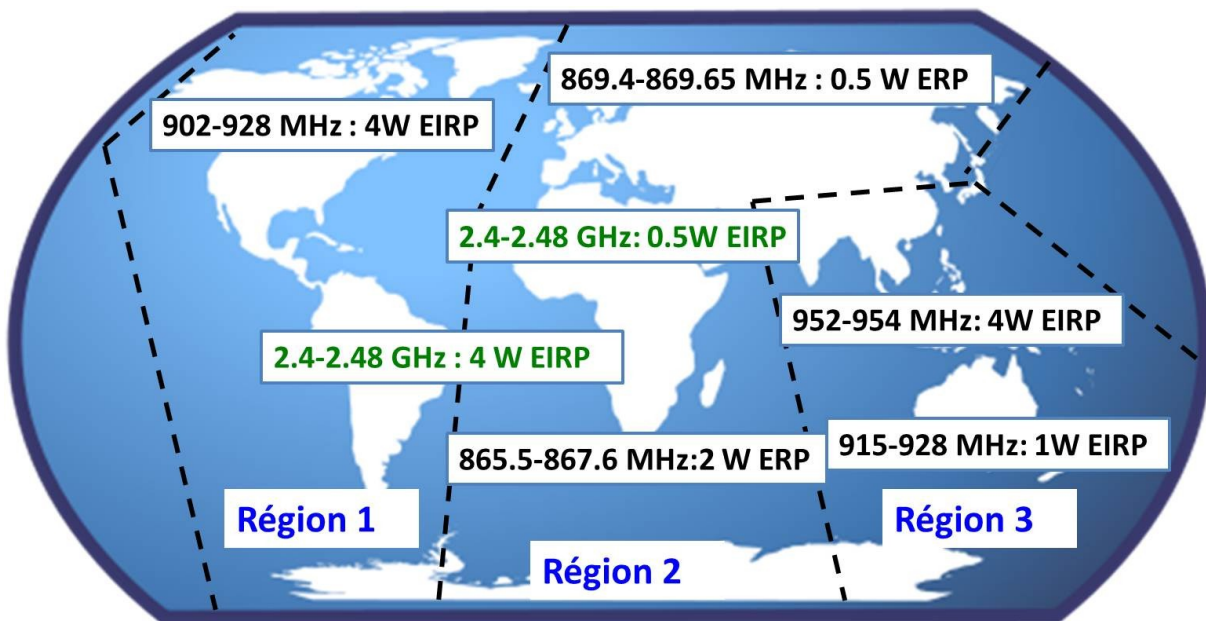


Fig. 1.16 : Régulation de la puissance pour la RFID UHF /SHF (1.62 W ERP= 1W EIRP)

5. Les systèmes RFID UHF passifs champs proche

5.1. Introduction de l'application RFID UHF en champ proche

Selon l'IDTeckEX [38], la RFID réalise un chiffre d'affaire de 9.2 milliards de dollars en 2014. Ce dernier est en hausse de 16.5% par rapport à l'année 2013 (7.9 milliards de dollars). Selon la même source, ce chiffre d'affaire atteindra 27.31 milliards de dollars en 2024. Ces

chiffres incluent les lecteurs, les tags et aussi la partie software de la RFID. La vente des tags RFID représente la part principale, comme on peut le voir sur la Fig. 1.17.

L'étiquetage des articles ou « item level tagging » en anglais est le marché le plus important pour la technologie RFID notamment en termes de nombre d'étiquettes vendues [38-39]. Ce domaine se distingue des autres applications de la RFID telles que la traçabilité des animaux ou des palettes par ses exigences spécifiques. On cite, tout d'abord, la nature de

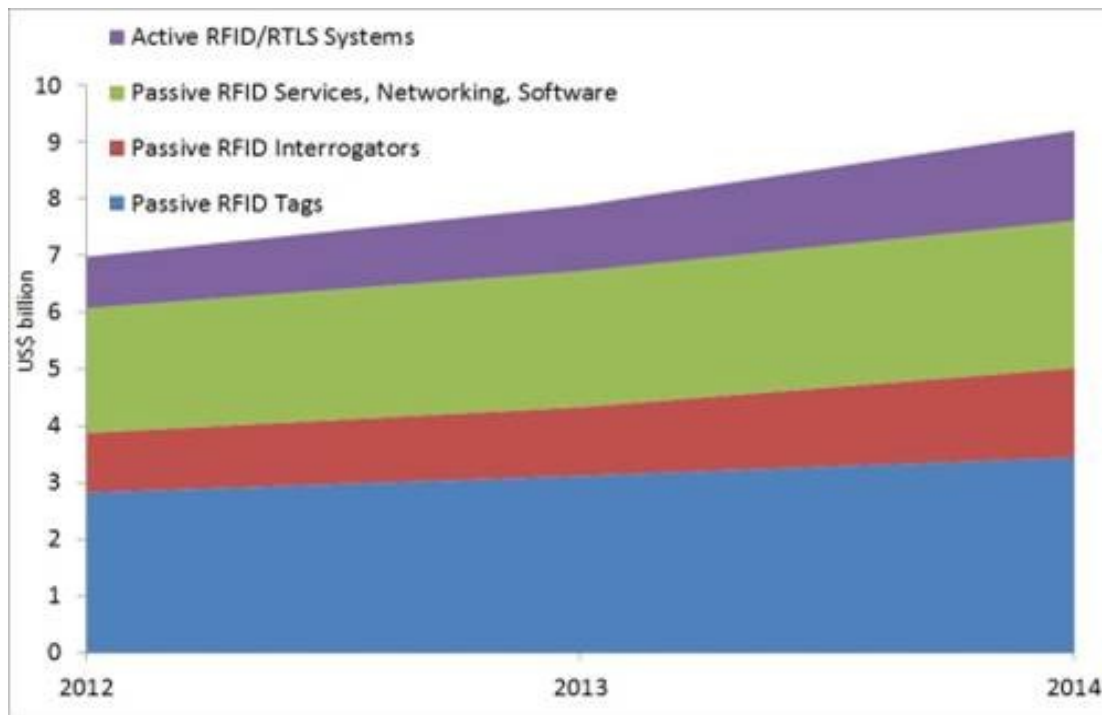


Fig. 1.17 : Evolution du marché de la RFID : chiffre d'affaire généré par la RFID sur les trois dernières années (Source IDTeckEX).

l'environnement qui peut avoir des propriétés très différentes comme les liquides ou le métal. Les objets concernés sont généralement de petite taille, ils sont le plus souvent en quantité importante comme les biens de consommation. De plus, une lecture précise sur des zones limitées est exigée surtout pour les bijoux, les composants aéronautiques et les produits médicaux. Les lectures intruses ne sont pas permises pour beaucoup d'applications.

La RFID HF est l'acteur principal pour l'étiquetage des articles grâce à la taille faible des tags, leur coût réduit, et surtout l'insensibilité envers les milieux liquides et métalliques. Les produits pharmaceutiques à l'image des librairies et des fabricants de textiles dans l'utilisation de la RFID pour l'étiquetage. En 2006, 20 millions de médicaments sont livrés avec des étiquettes HF et 10 millions portent des tags UHF. Au cours de la même année, Wal-Mart (entreprise américaine de la grande distribution) a commandé plus de 20 millions étiquettes RFID UHF Gen 2. D'autre part, des entreprises similaires ont longtemps hésitées entre les

deux technologies HF ou UHF. L'orientation assez récente, constatée vers la RFID UHF s'explique essentiellement du fait des faiblesses de la RFID HF qui sont :

- 1- La faible vitesse de lecture définie comme étant le nombre de tags lus par unité de temps.
- 2- Le nombre réduit des tags identifiés simultanément.
- 3- La difficulté de « cacher » une étiquette RFID HF sur l'objet cible.
- 4- La complexité au niveau de l'impression de l'antenne : impression sur plusieurs niveaux pour un tag HF multi spires, présence d'un via.

Parmi les points forts de la RFID UHF, on peut citer la vitesse de lecture en bande UHF qui est 500 fois celui de la RFID HF et un encodage en RFID UHF 75% plus rapide. Nous allons par la suite évoquer différentes constatations pratiques de manière à illustrer les limites de la RFID HF.

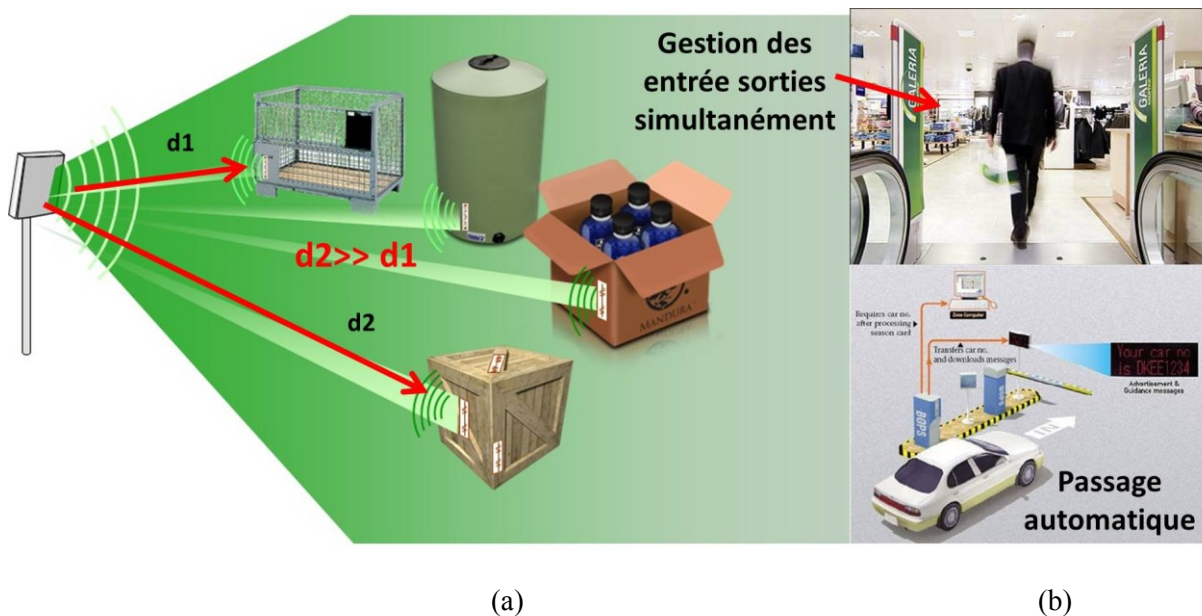


Fig. 1.18 : Cas d'utilisation de la RFID UHF champ proche : (a) traçabilité des produits, (b) contrôle d'accès

Cas 1 : D'un point de vue général, on cherche aujourd'hui à utiliser une seule technologie de traçabilité pour tous les types de cibles (différentes tailles de l'objet) et quel que soit la portée de lecture (courte ou longue portée) (Fig.1.18-a).

Cas 2 : La RFID HF est présente dans la plupart des services de transport au niveau du contrôle d'accès et de la validation des titres. Cependant, certaines situations lui échappent. Nous pouvons citer le cas de tentative d'identification au niveau d'un point d'accès de voitures ou de personnes où le nombre de passage est important dans les deux sens, le tout avec des vitesses différentes (Fig. 1.18-b). Dans ce cas, la gestion des collisions est très importante. En effet, une gestion performante du problème exige des algorithmes avancés

pour les collisions de lecture qui se produisent. De même, il faut un temps de lecture plus rapide d'autant plus que le nombre de tags est grand. Une bande passante et un débit élevé est dans ce cas indispensable.

Cas 3 : L'inventaire des articles dans les entrepôts par exemple concerne des objets de nature, de taille et de quantité différente. Chaque procédure de contrôle des stocks doit se faire sur une région limitée et isolée de son entourage où des actions identiques peuvent avoir lieu au même moment (Fig.1.19-a). On distingue en particulier le cas où on est amené à tracer des objets de dimensions, et de coût faibles avec des quantités importantes (Fig. 1.19-b).

Cas 4 : Beaucoup d'applications nécessitent de s'équiper des tags faibles coût avec un

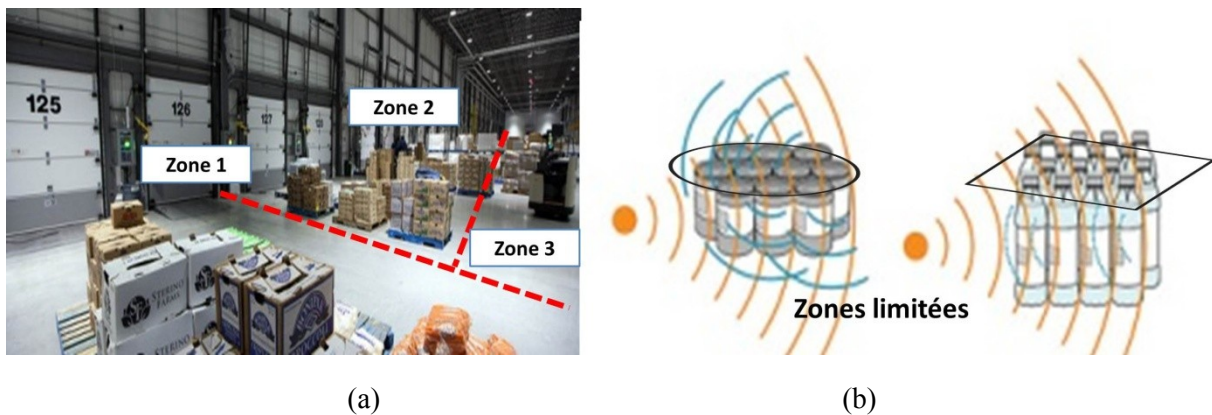


Fig. 1.19 : (a) inventaires en entrepôts (Source : RFID insider), (b) cas pratique.

débit de lecture élevé. Dans ce cas, la lecture RFID doit se faire sur des zones limitées tout en évitant de collecter d'autres informations en dehors de la région prédéfinie. On peut citer l'application de la bijouterie par exemple où les objets ont des valeurs importantes mais leur taille, leur nombre et leur densité nécessitent un traitement spécial (Fig. 1.20-a). On a également l'exemple de contrôle des bagages à l'aéroport où une valise passe à une certaine vitesse sur le rouleau et doit être identifiée lors de son passage (Fig. 1.20-b). Concernant les produits pharmaceutiques où l'on cherche à les identifier par paquets, le milieu hétérogène (métallique et liquide) et leur taille sont deux facteurs importants et sévères (Fig. 1.20-c).

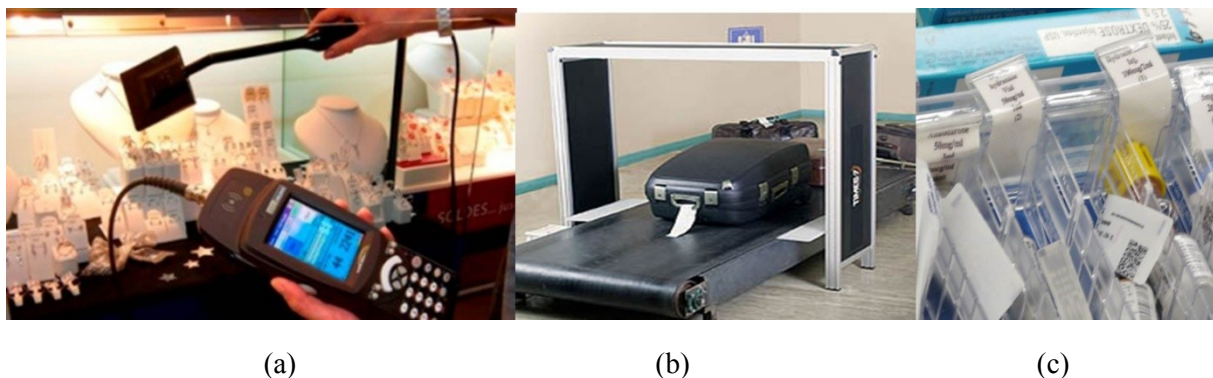


Fig. 1.20 : (a) étiquetage des bijoux (gs1-akademie.cz), (b) contrôle de bagage (times-7.com), (c) étiquetage des médicaments

Pour les applications citées précédemment, l'étiquetage des articles se dirige vers une technologie hybride qui est la RFID UHF champ proche connue sur la nomination NF UHF RFID. Cette technologie a déjà été utilisée lors de la phase de production des tags RFID, où en fin de chaîne, le test de chaque étiquettes RFID UHF doit être effectué. Dans ce cas, les étiquettes sont espacées de quelques millimètres et il est essentiel de venir lire une étiquette après l'autre sans que les étiquettes adjacentes soient lues. La première utilisation d'un point de vue applicatif a été en 2006 où des étiquettes RFID UHF passives Gen2 ont été attachées à des produits pharmaceutiques [39-40].

La NF UHF RFID se situe entre les technologies RFID HF et UHF. Le fonctionnement en zone de champ proche, par un couplage magnétique, permet aux tags UHF courtes portée d'avoir des lectures plus robustes par rapport aux milieux métalliques et liquides. D'autre part, on profite de la vitesse de lecture et de la capacité de mémoire élevée de la RFID UHF (notamment l'application de la norme EPC classe 2 - 128 bits pour l'encodage) ainsi que de la facilité de réalisation des tags pour un coût réduit. Les étiquettes peuvent dans ce cas avoir une taille miniature ce qui facilite leur incorporation sur les objets. En effet, elles peuvent prendre la forme d'une simple boucle carrée de 1 cm de côté. La norme Gen2 standardise l'utilisation mondiale de cette variété de RFID. La Fig. 1.21 illustre comment se situe la NF UHF RFID par rapport à la RFID HF et UHF classique. En résumé, la NF UHF RFID utilise les mêmes protocoles de communication que la RFID UHF passive standard. Elle se caractérise par un taux de lecture élevé, des tags miniatures et faible coût et des algorithmes d'anticollisions avancés sont implémentés (ceux de la RFID UHF). En fonction de la forme de l'antenne du tag, elle peut fonctionner aussi bien en champ proche qu'en champ lointain. En revanche, le coût de fabrication des lecteurs est élevé (10 fois le prix d'un lecteur HF). Ceci peut être compensé par le coût plus faible et réduit des étiquettes RFID. Ceci représente un point commun avec la RFID UHF standard dont profite la NF RFID UHF.

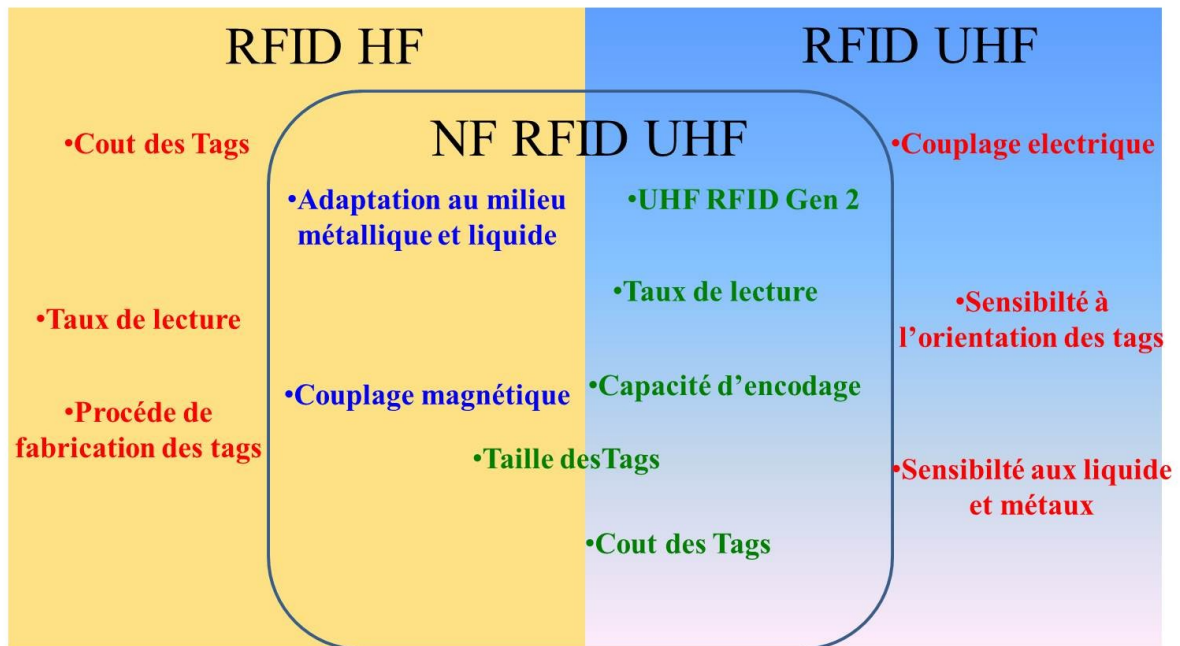


Fig. 1.21 : Positionnement de la RFID champ proche entre la RFID HF et UHF, Code couleur couleur rouge : inconvénients, couleur verte : avantages RFID UHF, couleur bleu : avantages RFID HF

5.2. Différentes méthodes d'intégration de la RFID UHF en zone champ proche

L'utilisation d'un système RFID UHF passif standard se heurte à la problématique des lectures parasites qui ont lieu en zone de champ lointain (c'est bien souvent la zone en dehors de la portée souhaitée). Pour pallier ce problème, certains scénarios sont envisageables en technologie RFID UHF [41]:

- 1- Utiliser un lecteur RFID UHF standards avec des tags standards opérant en champ lointain. On doit s'attendre à ce que les tags reçoivent de très fortes puissances (supérieures à celles pour lesquelles ils sont conçus) lorsque l'on va les rapprocher à proximité du lecteur (champ proche). Cette solution n'est pas satisfaisante si l'application nécessite une zone de lecture restreinte à la zone de champ proche. En effet, les tags en champ lointain seront également lus.
- 2- Utiliser également un lecteur RFID UHF standard ainsi que des tags standards mais cette fois-ci avec une puissance d'émission abaissée. On s'affranchit ainsi des lectures parasites en champ lointain dans le cas des applications qui se limitent aux faibles portées. La solution est ainsi faible coût, ne nécessitant aucun développement supplémentaire. Toutefois, les tags doivent être performants pour assurer un taux de lecture important. En effet, on va trouver dans cette zone proche des objets qui vont

perturber de manière significative la lecture. De plus, les tags dans ce cas ont généralement des dimensions importantes (10 cm*1 cm).

- 3- Utiliser un lecteur RFID UHF standard avec son maximum de puissance et des tags de type « courtes distances ». La lecture se fait généralement par couplage inductif. Ainsi on cherche à réaliser des antennes tags de type magnétique, soit en utilisant des petites boucles, soit en désadaptant des antennes de tags standards (ces antennes comportent généralement une petite boucle au niveau de la puce de façon à assurer un couplage inductif). Les dimensions des tags restent importantes par rapport aux objets cibles. Les antennes lecteurs de la RFID UHF standards disposent d'une faible zone de lecture.
- 4- Concevoir des lecteurs RFID UHF champ proches ainsi que des tags spécifiques. Ces systèmes auront de meilleures performances mais seront plus coûteux car ils nécessitent d'être développés. Au niveau du lecteur, le travail porte essentiellement sur la conception d'une antenne spécifique à cette application.

Comme toute autre technologie RFID, la portée est un indicateur de performance pour la RFID UHF champ proche (NF UHF RFID). Il est couplé à un autre critère qui est la zone de lecture. Rappelons que l'un des objectifs de cette nouvelle variété est la lecture sur un espace limité. C'est dans ce contexte que se situe le sujet de cette thèse où nous nous intéressons aux systèmes NF RFID UHF qui seront décrits dans le chapitre 2. De plus, l'antenne utilisée pour le lecteur devrait obéir à certaines nouvelles contraintes techniques lors de sa conception pour accomplir ces deux critères. Nous nous focalisons en particulier sur la conception des antennes des lecteurs. En effet, le lecteur doit pouvoir lire les tags RFID sur une zone de lecture limitée et aussi pour des portées réduites. Une portée de 30 cm au maximum est recherchée avec une zone de lecture de quelques dizaines de centimètres de côté comme il est décrit sur la Fig. 1.22. Par ailleurs, les tags utilisés auront la forme d'une petite boucle.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit la technologie RFID à travers certaines généralités. Le mécanisme et le fonctionnement des différentes variétés de cette technologie ont été illustrés. On a exposé la problématique introduisant l'apparition de la RFID UHF champ proche dans le marché. Les avantages de la NF RFID UHF par rapport aux variétés RFID existantes ont été explicités. On détaillera dans le chapitre suivant les caractéristiques techniques attendues de cette technologie et les solutions proposées dans la littérature pour son développement.

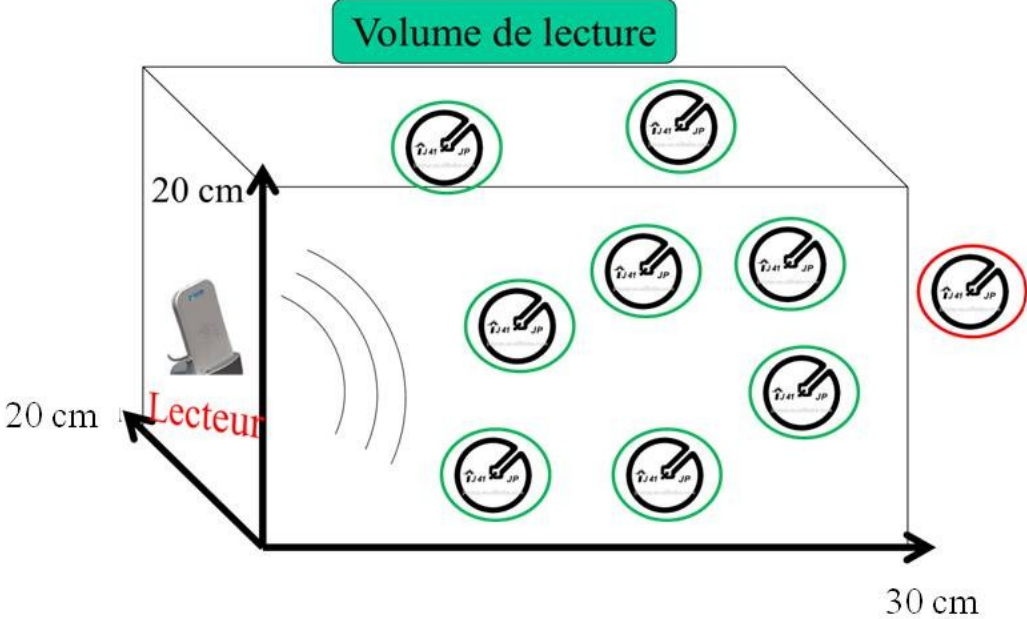


Fig. 1.22 : Volume de lecture recherchée pour les systèmes NF RFID UHF, tag entouré par rouge ne doit pas être détecté

Références du chapitre 1

- [1] J. Landt, « The history of RFID », *Potentials IEEE*, vol. 24, n° 4, p. 8-11, 2005.
- [2] L. BROWN, *A Radar History of World War II. Technical and Military Imperatives*. Taylor & Francis, 2001.
- [3] H. Stockman, « Communication by means of reflected power », *Proc. IRE*, vol. 36, n° 10, p. 1196-1204, 1948.
- [4] F. L. Vernon, « Application of the microwave homodyne », *Antennas Propag. Trans. IRE Prof. Group On*, vol. 4, n° 1, p. 110-116, 1952.
- [5] *Radio transmission systems with modulatable passive responder*. Google Patents, 1960.
- [6] J. H. Vogelmann, *Passive data transmission technique utilizing radar echoes*. Google Patents, 1968.
- [7] R. Harrington, « Electromagnetic scattering by antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 11, n° 5, p. 595-596, 1963.
- [8] J. K. Schindler, R. B. Mack, et P. Blacksmith Jr, « The control of electromagnetic scattering by impedance loading », *Proc. IEEE*, vol. 53, n° 8, p. 993-1004, 1965.
- [9] O. E. Rittenbach, *Communication by radar beams*. Google Patents, 1969.
- [10] J. P. Vinding, *INIERROGATOR-RESPONDER IDENTIFICATION SYSTEM*. Google Patents, 1969.
- [11] R. Shteir, *The Steal: A Cultural History of Shoplifting*. Penguin, 2011.
- [12] M. W. Cardullo et W. L. Parks III, *Transponder apparatus and system*. US Patent 3,713,148, 1973.
- [13] A. R. Koelle, S. W. Depp, et R. W. Freyman, « Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter », *Proc. IEEE*, vol. 63, n° 8, p. 1260-1261, 1975.
- [14] A.-I. Center, *Auto-ID Center*. 1999.
- [15] Epc. R. Standard, « EPCT M Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860MHz-960MHz Version 1.0. 9 », *Publ. Dec*, vol. 17, 2005.
- [16] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications*. 1999. John Wiley & Sons, Ltd.
- [17] S. M. Roy et N. C. Karmakar, « Introduction to RFID Systems », *Handb. Smart Antennas RFID Syst.*, p. 13, 2011.

- [18] I. Mayordomo, R. Berenguer, I. Fernandez, I. Gutierrez, W. Strauss, et J. Bernhard, « Simulation and measurement of a long-range passive RFID system focused on reader architecture and backscattering communication », in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, p. 1058-1061.
- [19] I. Mayordomo, A. Ubarretxena, D. Valderas, R. Berenguer, et Í. Gutiérrez, « Design and analysis of a complete RFID system in the UHF band focused on the backscattering communication and reader architecture », in *RFID Systems and Technologies (RFID SysTech), 2007 3rd European Workshop on*, 2007, p. 1-6.
- [20] D. J. Hind, « Radio frequency identification and tracking systems in hazardous areas », 1994.
- [21] A. Bouzakis et L. Overmeyer, « Simulation Analysis for the Performance of Integrated HF RFID Antennas », in *Computer Modeling and Simulation (EMS), 2012 Sixth UKSim/AMSS European Symposium on*, 2012, p. 391-394.
- [22] H.-J. Song, S.-S. Yoo, et H.-J. Yoo, « Implementation of HF multi-standard RFID transceiver for compact mobile devices », in *Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 2010 IEEE International Conference of*, 2010, p. 1-4.
- [23] K. Kapucu, J. L. M. Panades, et C. Dehollain, « Design of a passive UHF RFID tag for capacitive sensor applications », in *Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2013 9th Conference on*, 2013, p. 213-216.
- [24] P. V. Nikitin, K. S. Rao, R. Martinez, et S. F. Lam, « Sensitivity and impedance measurements of UHF RFID chips », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 5, p. 1297-1302, 2009.
- [25] H. Chaabane, E. Perret, et S. Tedjini, « Towards UHF RFID robust design tag », in *RFID, 2010 IEEE International Conference on*, 2010, p. 223-229.
- [26] H. Chaabane, E. Perret, et S. Tedjini, « Computer Aided-Design for robust UHF RFID antenna », in *Wireless Systems International Meeting WSIM'10*, 2010.
- [27] J. Koppell, « International Organization for Standardization », *Handb. Transnatl. Gov. Inst. Innov.*, vol. 41, n° 8, p. 289, 2011.
- [28] S. M. Besen, « The European telecommunications standards institute: A preliminary analysis », *Telecommun. Policy*, vol. 14, n° 6, p. 521-530, 1990.
- [29] I. Finis, V. Popa, et A. Lavric, « A mathematical approach of a HF RFID multi loop antenna for metallic environments », in *Electrical and Power Engineering (EPE), 2012 International Conference and Exposition on*, 2012, p. 679-682.

- [30] I. Finis, V. Popa, A. Lavric, A.-I. Petrariu, et C. Males, « An analytical determination of the reading volume for an HF RFID antenna », in *Future Internet Communications (BCFIC), 2012 2nd Baltic Congress on*, 2012, p. 170-173.
- [31] D. Paret, « Technical state of art of Radio Frequency Identification--RFID and implications regarding standardization, regulations, human exposure, privacy », in *Proceedings of the 2005 joint conference on Smart objects and ambient intelligence: innovative context-aware services: usages and technologies*, 2005, p. 9-11.
- [32] Y.-L. Lai et J. Cheng, « A 2.45-GHz RFID wireless-sensor-network location tracking system », in *Consumer Electronics (ISCE), 2013 IEEE 17th International Symposium on*, 2013, p. 133-134.
- [33] E. Perret, S. Tedjini, et R. S. Nair, « Design of antennas for UHF RFID tags », *Proc. IEEE*, vol. 100, n° 7, p. 2330-2340, 2012.
- [34] E. Perret, *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. John Wiley & Sons, 2014.
- [35] Monza 4 Tag Chip Datasheet, disponible en ligne sur : <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202756908-Monza-4-RFID-Tag-Chip-Datasheet>
- [36] S. Nakao, T. Norimatsu, T. Yamazoe, T. Oshima, K. Watanabe, K. Minatozaki, et Y. Kobayashi, « UHF RFID mobile reader for passive-and active-tag communication », in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2011 IEEE*, 2011, p. 311-314.
- [37] W.-J. Yoon, S.-H. Chung, S.-J. Lee, et Y.-S. Moon, « Design and implementation of an active RFID system for fast tag collection », in *Computer and Information Technology, 2007. CIT 2007. 7th IEEE International Conference on*, 2007, p. 961-966.
- [38] R. Das et D. P. Harrop, « RFID Forecasts, Players and Opportunities 2014-2024 », *Brand New Oct.*, 2013.
- [39] P. Harrop, « Near field UHF vs. HF for item level tagging », *IDTechEx Artic. Available Httpwww Eurotag Org*.
- [40] C. Swedberg, « A Shift to UHF Near-Field Predicted for Pharma », *RFID J.*, 2005.
- [41] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, et S. Lazar, « An overview of near field UHF RFID », in *IEEE international Conference on RFID*, 2007, vol. 167.

Liste des figures chapitre 1

Fig. 1.1 : Eléments d'un système RFID	15
Fig.1.2 : (a) lecteur RFID pour le contrôle d'accès (vingcardelsafe.com), (b) passeport biométrique utilisant la RFID (lemondeinformatique.fr).....	16
Fig. 1.3 Bandes de fréquence RFID.	17
Fig. 1.4 : Mécanismes de transfert des données en RFID : (a) zone de champ proche, (b) zone de champ lointain.	18
Fig. 1.5: Architecture d'un lecteur RFID UHF.	19
Fig. 1.6 : (a) chaîne d'émission d'un lecteur RFID UHF classique, (b) chaîne de réception d'un lecteur RFID UHF classique.	19
Fig. 1.7 : (a) lecteur RFID avec antenne intégrée [21], (b) boîtier de lecteur RFID UHF (motorolasolutions.com) avec la possibilité de connecter quatre antennes (antenne séparée). 21	
Fig. 1.8 : Schéma de principe d'une puce RFID UHF.	22
Fig. 1.9: Exemple de tags RFID: (a) tags NXP (altasrfidStore.com), (b) tags IMPINJ (zotei.com), (c) tag RFID inlay (pongee.com)	23
Fig.1.10 : Normes ISO pour les différentes familles de système RFID [16].	25
Fig. 1.11 : (a) exemple de Tags HF(siongboon.com), (b) lecteur HF mobile (x-check.co.uk).26	
Fig. 1.12 : Principe de la rétro modulation (Backscattering) d'un tag RFID.	28
Fig. 1.14 : Différentes phases d'une communication RFID.....	31
Fig. 1.15 : Principe de fonctionnement des tags semi-actif et des tags actifs.	33
Fig. 1.16 : Régulation de la puissance pour la RFID UHF /SHF (1.62 W ERP= 1W EIRP) ..	33
Fig. 1.17 : Evolution du marché de la RFID : chiffre d'affaire généré par la RFID sur les trois dernières années (Source IDTeckEX).	34
Fig. 1.18 : Cas d'utilisation de la RFID UHF champ proche : (a) traçabilité des produits, (b) contrôle d'accès.....	35
Fig. 1.19 : (a) inventaires en entrepôts (Source : RFID insider), (b) cas pratique.	36
Fig. 1.20 : (a) étiquetage des bijoux (gs1-akademie.cz), (b) contrôle de bagage(times-7.com), (c) étiquetage des médicaments.....	37
Fig. 1.21 : Positionnement de la RFID champ proche entre la RFID HF et UHF, Code couleur <i>couleur rouge : inconvénients, couleur verte : avantages RFID UHF, couleur bleu : avantages RFID HF</i>	38
Fig. 1.22 : Volume de lecture recherchée pour les systèmes NF RFID UHF, tag entouré par rouge ne doit pas être détecté	40

Chapitre 2

Les antennes lecteurs RFID UHF champ proche, conception basée sur une circulation de courant constante

Sommaire du chapitre 2

Sommaire du chapitre 2.....	45
1. Introduction	47
2. Les systèmes RFID UHF champ proche	47
2.1. Zones de fonctionnement d'un système RFID UHF champ proche	47
2.2. Transfert des données par couplage inductif.....	49
2.3. Principe de couplage inductif.....	49
2.4. Modélisation d'une communication RFID UHF champ proche	50
2.5. Critères d'évaluation	51
2.5.1. Critère 1 : adaptation	51
2.5.2. Critère 2 : portée de l'antenne	52
3. Etat de l'art des antennes boucles pour les lecteursrfid UHF NF	52
3.1. Problématique de la répartition du courant sur une boucle électriquement large.....	53
3.2. Technique 1 : la technique de segmentation	53
3.3. Designs utilisant la technique de segmentation.....	54
3.4. Antenne boucle à base d'éléments discrets	59
3.5. Autres designs d'antenne boucle.....	61
4. Principe des antennes à courants opposés pour la réalisation de lecteur RFID UHF NF	63
4.1. Principe des courants opposés.....	63
4.2. Exemple d'antennes dipôles utilisant le principe d'ODC	64
4.3. Bilan	66
5. Etude par retro-simulation de certaines antennes de la littérature.....	68
5.1. Antenne boucle segmentée [2]	68
5.2. Antenne boucle en « C ».....	71

5.3. Antenne dipôle basée sur le principe des courants opposés.....	74
5.4. Bilan des retro-simulations.....	76
6. Conclusion.....	76
Références du chapitre 2	77
Liste des figures chapitre 2.....	79

Chapitre 2

Les antennes lecteurs RFID UHF champ proche, conception basée sur une circulation de courant constante

1. Introduction

Nous nous intéressons aux systèmes NF UHF RFID en particulier les antennes lecteur. La spécificité de ces systèmes, outre la nature des tags utilisés, est le fonctionnement des antennes lecteur. Elles doivent garantir une zone de lecture importante à côté de la portée. Pour ce faire certaines nouvelles techniques de conception et différentes topologies sont testées. Dans le chapitre précédent, nous avons introduit la notion de système RFID UHF champ proche. Dans ce chapitre, nous reviendrons en détail dans la première partie sur ce type de système, sa zone de fonctionnement, les critères d'évaluation en simulation et les indicateurs de performance en expérimentation. Dans un second temps, nous présenterons les topologies d'antennes lecteur présentes dans la littérature. Les approches de conception se basent sur la circulation du courant afin de réaliser des antennes robustes. Les avantages et inconvénients ainsi que les différentes techniques de conception utilisées seront discutées dans ce chapitre.

2. Les systèmes RFID UHF champ proche

Comme décrit dans le premier chapitre, certains avantages de la RFID UHF peuvent être réutilisés pour couvrir un nouveau champ d'applications qui n'est autre que celui des lectures à proximité de l'antenne lecteur ou encore en zone de champ proche. On les appelle les systèmes RFID UHF NF.

2.1. Zones de fonctionnement d'un système RFID UHF champ proche

Nous commençons par étudier la structure du champ produit par une antenne où l'on note L la dimension maximale. Comme le montre la Fig. 2.1, on caractérise 3 zones distinctes selon la

distance r relative à l'antenne: 1) les zones « champ proche » (composées des zones de Rayleigh et de Fresnel) et 2) la zone de « champ lointain » (encore notée zone de Fraunhofer). La forme du champ EM varie fortement d'une zone à une autre. Pour des raisons pratiques, une zone de lecture de l'ordre de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ est attendue pour pouvoir couvrir de nouvelles applications [1,2]. Comme nous le verrons par la suite, pour ce type d'antennes, la surface de couverture correspond le plus souvent à la surface de l'antenne. Aussi, considérons une antenne qui a pour dimension maximale $L=20 \text{ cm}$. Nous notons sur la Fig. 2 que dans ce cas, la zone champ proche s'étend sur une portée de 27 cm.

Pour la suite de l'étude, nous nous attarderons à la description des différentes zones :

-Zone de Rayleigh : c'est la zone la plus proche de l'antenne, elle est limitée par la distance

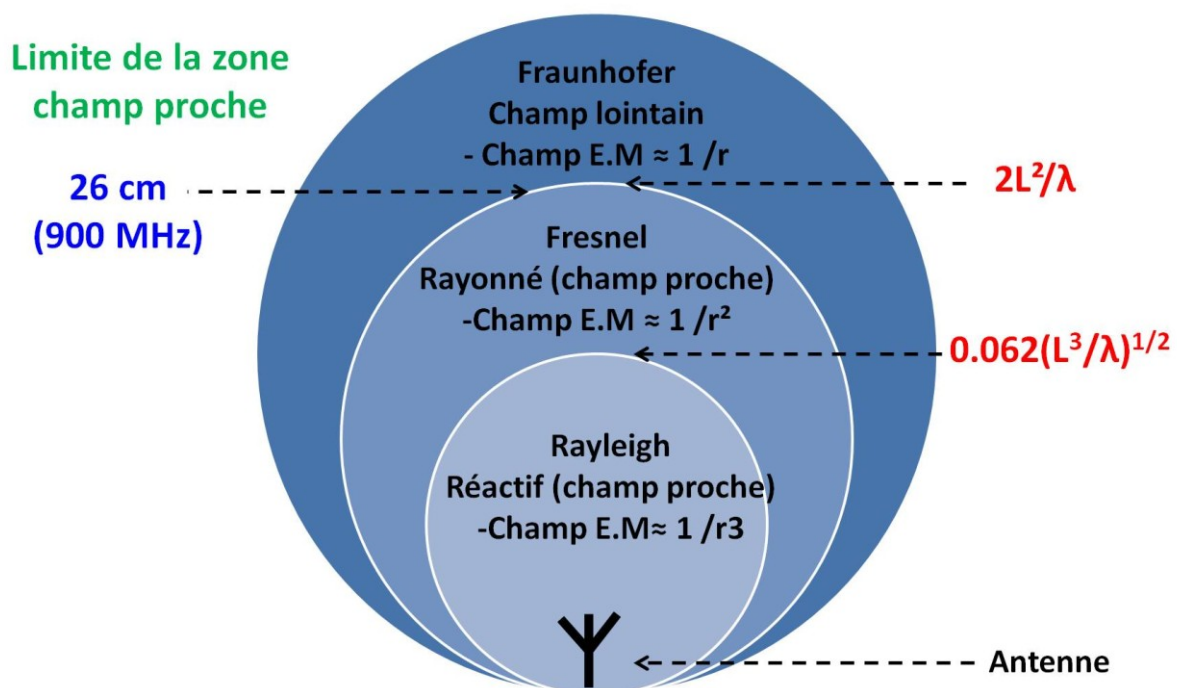


Fig. 2.1: Différentes zones de fonctionnement de la RFID UHF champ proche.

$r = 0.062 * \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}}$ où λ est la longueur d'onde. L'intensité du champ décroît rapidement, en $1/r^3$. La totalité de l'énergie EM est emmagasinée à proximité de l'antenne (elle est de nature réactive). La densité de puissance est quasi constante.

-Zone de Fresnel : elle se situe entre $0.062 * \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} < r < \frac{2 * L^2}{\lambda}$. L'intensité du champ décroît en $1/r^2$. L'énergie EM est très peu rayonnée. La densité de puissance est plus tôt fluctuante. Les phénomènes rencontrés dans cette zone sont difficiles à modéliser.

-Zone de champ lointain (Fraunhofer) : elle est définie à partir de $r > \frac{2*L^2}{\lambda}$. L'intensité du champ décroît plus lentement en fonction de la distance (en $1/r$). L'énergie EM est rayonnée. Dans cette zone, une onde sphérique se propage. Cette onde peut être localement considérée comme une onde plane.

2.2. Transfert des données par couplage inductif

Dans la zone de champ proche, le transfert des données se fait le plus souvent par couplage inductif. En effet, le champ électrique est fortement sensible aux matériaux diélectriques ainsi qu'aux métaux. L'utilisation du champ électrique comme vecteur de communication dans cette zone n'est donc pas à privilégier [1-3,4,5]. En revanche, le champ magnétique est beaucoup moins sensible à ces mêmes matériaux (les objets du quotidien ont plus rarement une perméabilité différente de 1). On privilégie ainsi son utilisation pour ce mode de communication ; la lecture se fait par couplage inductif. Les antennes boucles sont les plus adaptées pour ce type de transmission. En effet, une antenne boucle de rayon « a » parcourue par un courant produit une induction magnétique B. Ce champ est important au centre de la boucle. Au niveau de la surface définie par la boucle, il est colinéaire au vecteur normal de cette surface.

2.3. Principe de couplage inductif

Un conducteur parcouru par un courant crée un champ magnétique. Lorsque ce champ est variable, il crée un courant sur des boucles conductrices environnantes. C'est le principe du couplage inductif, l'exemple type étant le transformateur : Une première bobine parcourue par un courant alternatif crée un champ magnétique qui interagit avec une deuxième bobine. Un courant induit apparaît sur la deuxième bobine comme le montre la Fig. 2.2 [5,6].

La densité d'énergie s'écrit

$$W = \frac{1}{2} * (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \quad (2.1)$$

$$\vec{H} = \left(\frac{1}{\mu}\right) * \vec{B} \quad (2.2).$$

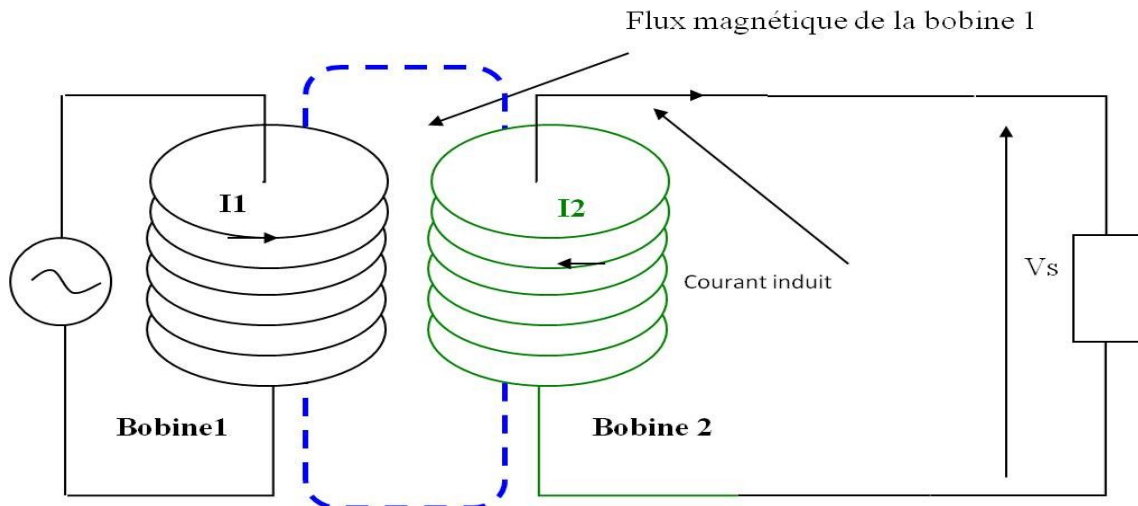


Fig. 2.2: Principe du couplage inductif : le transformateur.

2.4. Modélisation d'une communication RFID UHF champ proche

Une communication RFID UHF en champ proche peut être modélisée en se basant sur le schéma électrique équivalent présenté sur la Fig. 2.3 [4,6,7].

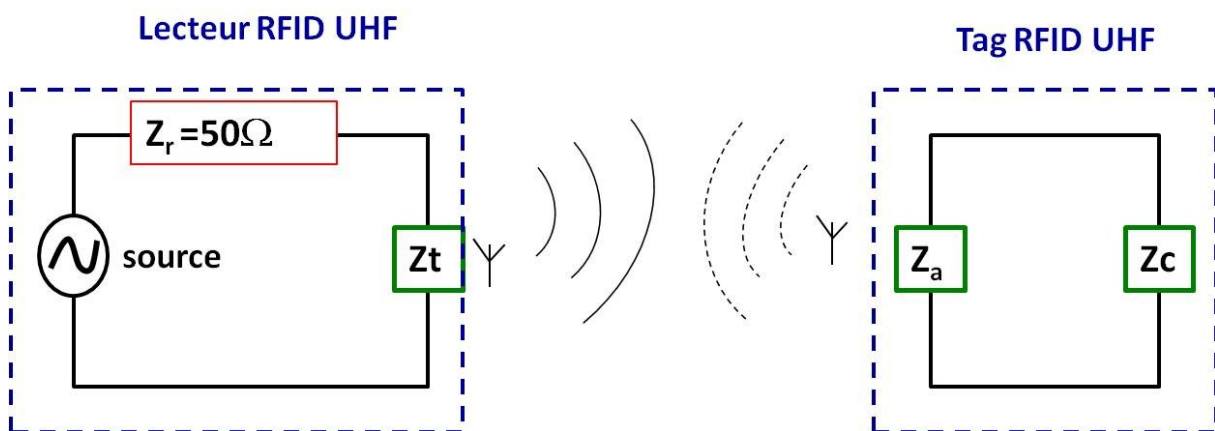


Fig. 2.3: Mécanisme de couplage dans les systèmes RFID.

Dans la Fig. 2.3, Z_r est l'impédance de la source (50Ω), Z_t l'impédance de l'antenne du lecteur, Z_a l'impédance de l'antenne du tag et Z_c l'impédance de la puce.

La puissance reçue par le tag RFID est obtenue en utilisant l'expression générique suivante [4]:

$$P_{tag} = P_{lecteur} * \rho * C * \tau. \quad (2.3)$$

Où $P_{lecteur}$ est la puissance émise par le lecteur RFID, C le coefficient de couplage, ρ le coefficient de transmission entre le lecteur et son antenne, et τ le coefficient de transmission

entre la puce et son antenne. Ces différentes grandeurs s'expriment comme suit, en fonction des impédances des éléments du système.

$$\rho = \frac{4R_r R_t}{|Z_r + Z_t|^2}, \quad \tau = \frac{4R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2}$$

$$Z_r = R_r + jX_r \quad Z_t = R_t + jX_t \quad Z_c = R_c + jX_c \quad Z_a = R_a + jX_a$$

Dans le cas d'antennes boucles, si l'on considère que les tags sont suffisamment petits pour ne pas perturber le champ magnétique créé par l'antenne lecteur, on peut alors définir le coefficient de couplage C comme suit [4,5]:

$$C \cong f^2 * N^2 * S^2 * B^2 * \alpha \quad (2.4)$$

Avec : f la fréquence de fonctionnement, N le nombre de spires pour l'antenne tag, S la section du tag (antenne boucle), B le champ magnétique produit par l'antenne lecteur, et α les pertes d'alignement entre l'antenne du tag et du lecteur.

Les applications visées prennent compte à la fois de la portée et de la surface de lecture pour couvrir un domaine spatial précis. Ainsi, la lecture doit être à une portée réduite ne dépassant pas généralement la zone de champ proche (30 cm) sur une surface limitée de l'espace appelée zone de lecture. En terme applicatif, on cherche le plus possible que cette surface soit la plus grande possible (un minimum de 20 * 20 cm²), ou du moins paramétrable le plus simplement possible.

2.5. Critères d'évaluation

Les performances des structures seront évaluées suivant deux critères introduits et discutés ci-dessous. Le premier critère n'est autre que le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne. On recherchera à avoir la meilleur adaptation possible sur la bande de fréquence souhaitée. Le deuxième critère concerne l'estimation de la portée maximale de lecture assurée par l'antenne.

2.5.1. Critère 1 : adaptation/gain

La bande passante de l'antenne (à -10 dB) est déterminée à partir de la coefficient S11 de l'antenne. L'approche générale pour la conception d'antenne consiste à adapter l'impédance d'entrée de l'antenne à celle du générateur. Ce critère ne garantit pas forcément un rayonnement au niveau de l'antenne (c'est le cas par exemple pour un dispositif résonnant à perte) mais permet de minimiser la puissance réfléchi par l'antenne en direction du générateur. Il convient ici d'apporter la précision suivante. Par définition, on appelle une

antenne un dispositif permettant de rayonner (émetteur) ou de capter (récepteur), les ondes électromagnétiques. Or, dans l'application qui nous intéresse, nous cherchons avant toute chose à travailler en champ proche (en raison du cahier des charges), et non en régime de champ lointain par propagation d'ondes électromagnétiques. Il est donc impropre d'appeler ces dispositifs des « antennes ». Toutefois, pour des questions de commodité, nous utiliserons tout de même ce vocabulaire. Il est à noter que ce point (communication en champ proche) n'est pas simplement un problème de vocabulaire. En effet, c'est bien la démarche de conception dans son ensemble qui est différente. Ainsi, le champ magnétique en champ proche dépend d'avantage de la répartition des courants (en sens opposé ou non...) que de l'intensité du courant et donc du paramètre S_{11} (la désadaptation va impacter directement l'amplitude du courant en non sa répartition dans l'espace qui est liée à la forme de l'antenne). A titre d'exemple, nous verrons qu'il est possible d'avoir des antennes ayant un champ magnétique important tout en étant désadaptées. En liaison avec l'adaptation, le gain de l'antenne est un critère secondaire qui a un impact direct sur la puissance autorisée à l'émission ce qui se projette ainsi sur la portée de l'antenne.

2.5.2. Critère 2 : portée de l'antenne

Pour pouvoir estimer la portée de l'antenne, nous nous intéressons à l'intensité du champ magnétique en particulier la composante H_z qui est la normale à la surface de l'antenne et qui définit la direction de lecture du tag positionné dans un plan parallèle à celui de l'antenne lecteur. Dans les articles [18,20], on peut trouver qu'il faut avoir un minimum de -20 dBA/m pour pouvoir détecter un tag de diamètre 3 mm (tag Imping sous forme de boucle de rayon égal à 0.5 cm). Ainsi, la zone de couverture, c'est-à-dire la zone de lecture RFID peut être considérée comme étant la zone géométrique où l'intensité de champ est supérieure à -20 dBA/m. Ce critère permet de faire directement le lien entre une simulation du champ magnétique et la zone de mesure observée en pratique (banc de mesure basé sur l'utilisation de tags RFID et non d'une sonde de champ magnétique). C'est pourquoi ce critère est intéressant et nous nous y référerons tout au long du manuscrit.

3. Etat de l'art des antennes boucles pour les lecteurs RFID

UHF NF

Les designs qui seront décrits dans cette partie sont classés selon la technique de conception utilisée. Deux d'entre elles portent sur des antennes en forme de boucle. Dans la

littérature, on distingue principalement trois techniques de conception que l'on notera : la technique de segmentation, la technique d'ajout de capacités et la technique des courants opposés.

3.1. Problématique de la répartition du courant sur une boucle électriquement large

Comme nous l'avons dit, du fait de la mise en œuvre d'un mécanisme de couplage inductif, les topologies d'antenne en forme de boucle sont privilégiées. Par ailleurs, la zone de lecture souhaitée va imposer des dimensions de l'antenne lecteur dans la mesure où on note une certaine correspondance entre les deux surfaces. En effet, pour couvrir une zone de 20×20 cm², avec une antenne boucle de surface équivalente, son périmètre va être comparable à la longueur d'onde en bande UHF. Or, l'objectif, pour avoir une zone de lecture importante, est d'avoir un champ magnétique uniforme sur toute la surface de l'antenne. Ceci est possible lorsque le périmètre de la boucle est inférieur à la demi-longueur d'onde (c'est ce qui se produit en basse fréquence). Dans le cas contraire, le courant s'annule au moins une fois et change de sens au cours de son parcours le long de l'antenne boucle. Des courants opposés apparaissent le long de la boucle ce qui dégrade complètement la zone de lecture.

En effet, cette répartition du courant sur la boucle crée un champ magnétique de faible amplitude et avec une distribution non uniforme sur la surface de l'antenne. Une étude plus détaillée sur ce point sera présentée dans le chapitre suivant. Avant cela, revenons sur l'état de l'art, ce qui va nous permettre d'identifier les techniques que les gens utilisent pour pallier à ce problème. On dénombre deux techniques de conception qui sont appliquées aux antennes boucles : 1) la technique de segmentation (voir Fig. 2.4-a), 2) une approche qui consiste à insérer des éléments capacitifs le long de l'antenne. La boucle est dans ce cas formée par un ensemble de segments et capacités qui peuvent être distribués ou localisés. La boucle est en quelque sorte transformée en une structure résonnante. Le caractère inductif des segments qui compose la boucle est compensé par des capacités afin de former des circuits LC résonants à la bonne fréquence, c'est-à-dire pour nous la fréquence RFID UHF.

3.2. Technique 1 : la technique de segmentation

En utilisant cette technique, la boucle prend la forme d'un ensemble de segments répartis sur deux contours très rapprochés comme le montre la Fig. 2.4-a. Par conséquent, un couplage capacitif apparaît entre les segments formant les deux contours, ainsi que entre les segments d'un même contour. La longueur des segments est inférieure à $\lambda/4$. Ceci garantit

que le courant sur le segment reste constant. Le rapprochement des segments permet de renforcer l'effet capacitif. Les discontinuités introduites empêchent la propagation d'une onde le long de la piste métallique et ainsi l'évolution en sinus du courant. La structure est clairement résonnante, il n'y a plus de déphasage entre les différentes parties de la boucle. Par suite, le courant circulant le long de la boucle est constant et garde un même sens.

3.3. Designs utilisant la technique de segmentation

Les références [1-3,8-12] décrivent certains designs d'antennes boucles segmentées pour des applications RFID UHF champ proche. Différents modèles d'antennes boucles segmentées de formes carrées sont présentées dans les articles [1,2,3,9,10]. Ces structures ont des périmètres équivalents à 2λ en bande UHF.

La Fig. 2.4-a décrit un premier design, réalisé sur un substrat FR4 [2,3]. Les dimensions totales de la boucle sont 16 cm par 18 cm. Cette antenne permet d'obtenir une distance de lecture maximale de 10 cm en utilisant un tag IMPINJ J21 ($15 \times 8 \text{ mm}^2$). Elle couvre une bande passante de 240 MHz, comme le montre la Fig. 2.4-b. La disposition des segments assure une répartition de courant constante le long de la boucle (Fig. 2.4-c). Ce design a été étudié dans la dernière partie de ce chapitre. Le choix vient du fait que la technique de segmentation est la plus utilisée dans les conceptions des antennes de ce type et la simplicité du design de boucle segmentée.

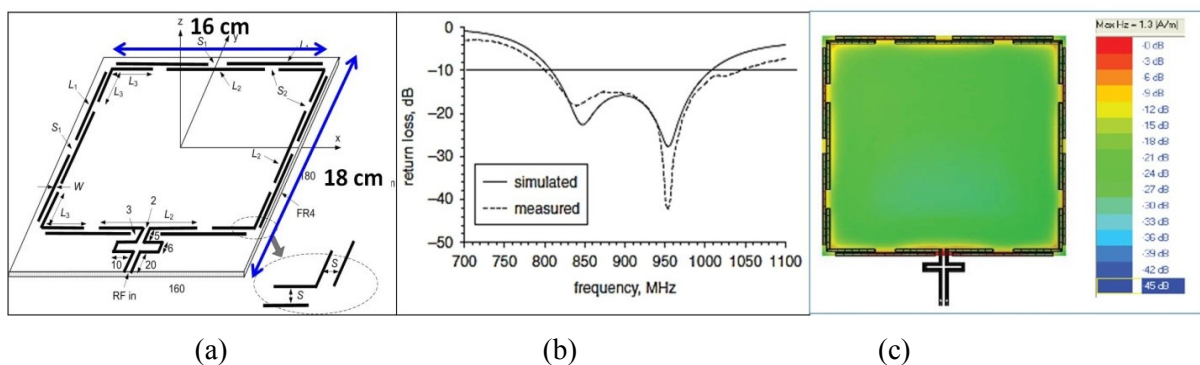


Fig. 2.4 : (a) antenne boucle segmentée, (b) bande passante de l'antenne, (c) répartition champ magnétique à 915 MHz à $z=0.5 \text{ mm}$. [2,3]

Une deuxième antenne du même type est présentée sur la Fig. 2.5. Les dimensions sont comparables ($18 \times 17.5 \text{ cm}^2$). Seule la disposition de segments change [1]. Le périmètre de la boucle est égal à 2λ à la fréquence 915 MHz (Fig. 2.5-a). Cette antenne maintient aussi un courant constant le long de la boucle (Fig. 2.5-b) et par suite une répartition de champ magnétique uniforme sur la surface de l'antenne (Fig. 2.5-c). Le gap entre les segments de

dimensions 30*30 cm) à 4 cm au-dessous de l'antenne, comme le montre la Fig. 2.6-b. On observe également qu'il est possible de lire un tag jusqu'à 4 cm sur toute la surface de l'antenne.

La Fig. 2.7-a présente le troisième modèle d'antenne segmentée en forme carrée. L'arrangement des segments sur cette antenne est semblable au modèle précédent à la différence qu'ils se situent sur les deux faces du substrat. Elle a un périmètre total égal à 1.85λ pour une fréquence de 900 MHz, et elle est réalisée sur les deux faces d'un substrat FR4 [8]. Cette antenne boucle garde des paramètres de segmentation proches de ceux de la première antenne [1]. L'antenne est excitée par un câble coaxiale à travers un double stub qui symétrise le signal d'entrée et l'adapte à la fréquence d'utilisation. Ce circuit d'excitation est imprimé sur les deux faces du substrat (Fig. 2.7-b). Cette nouvelle disposition des segments permet de s'affranchir de la présence d'un via pour relier le circuit d'adaptation à la boucle. En effet, chaque partie de la boucle est reliée directement au stub qui appartient à la même face. Une lecture simultanée de 24 tags de type IMPINJ J21 est possible à 24 mm au-dessus de l'antenne.

Sur tous les designs décrits ci-dessus, la zone de lecture mesurée est estimée égale à la surface de la boucle évaluée à une hauteur de 1 à 2 cm. La longueur électrique des boucles n'excède pas 2λ .

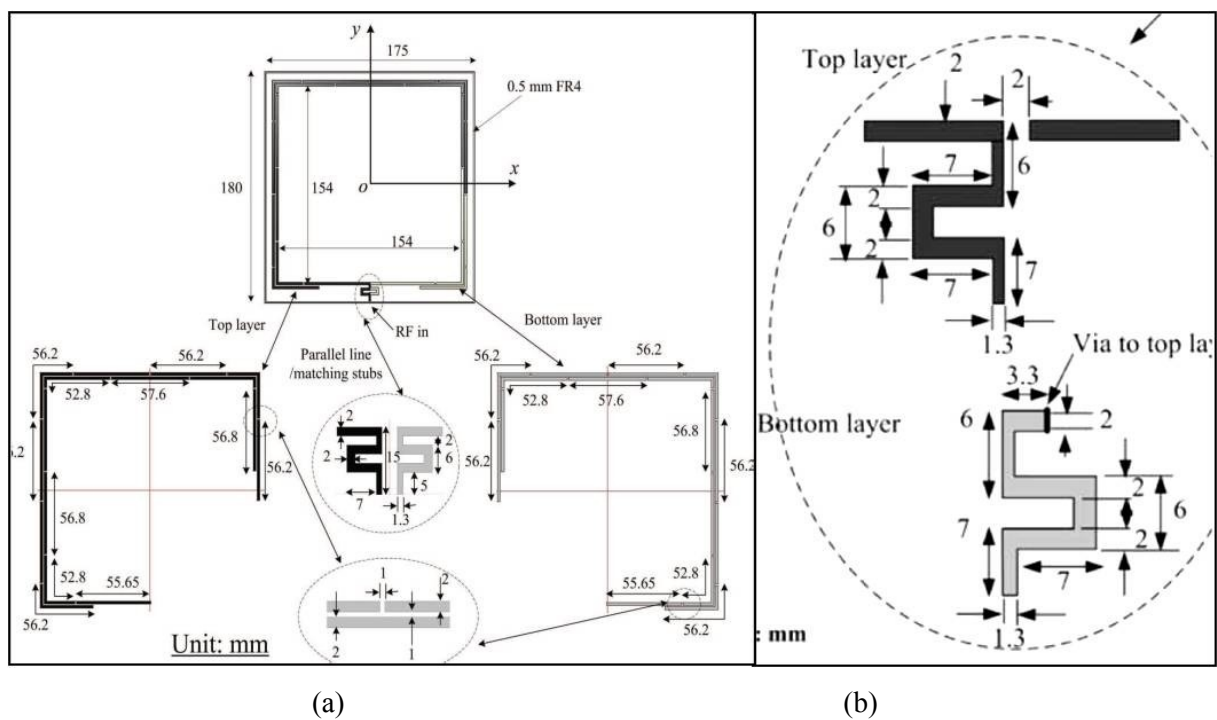


Fig. 2.7 : (a) antenne segmentée double couche [8], (b) circuit d'adaptation double stub [8].

On remarque également que l'ensemble des designs possèdent une large bande passante.

D'autres antennes ont été proposées dans les références [9,10]. Elles utilisent la même méthode de conception mais en mettant côte à côte deux boucles carrées segmentées dans l'objectif d'élargir la zone de lecture. Ceci est dicté par une étude présentée dans la référence [1] qui montre l'inefficacité de la segmentation pour des périmètres qui dépassent deux fois la longueur. Ainsi les deux boucles sont excitées à travers un circuit d'alimentation qui assure un déphasage de 180° entre les deux boucles. Plusieurs modes d'excitation ont été testés et ils démontrent qu'un déphasage de π garantit des courants sur les deux boucles qui circuleront dans le même sens. Deux configurations ont été réalisées et caractérisées. La première consiste à garder les géométries des deux boucles identiques et d'optimiser la distance qui les sépare (Fig. 2.8-a). Dans la deuxième configuration, les deux boucles sont fusionnées, elles partagent un même côté (Fig. 2.8-b). Les performances de la deuxième configuration sont nettement meilleures par rapport à la première. A travers un processus d'optimisation, le côté commun entre les deux boucles est redimensionné (Fig. 2.9-a). Cette antenne couvre une zone de lecture de $38 \times 15 \text{ cm}^2$ à 3 cm de l'antenne (Fig. 2.9-b). Un tag IMPINJ J21 peut être détecté jusqu'à 15 cm. On remarque que malgré l'utilisation de deux boucles la zone de lecture et la portée demeurent limitée par rapport à la taille de deux boucles rassemblées

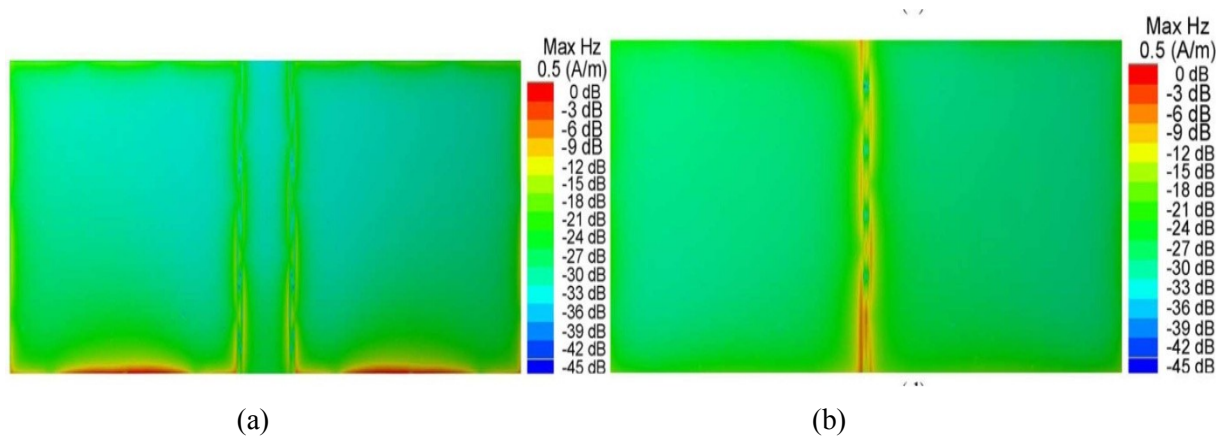


Fig. 2.8 : (a) Configuration 1 : deux boucles séparées, (b) configuration 2 : deux boucles à côté communes. extraits de [9,10]

contours de segments. Un balun en éléments discrets est rajouté pour symétriser le signal d'excitation de la boucle. L'antenne possède une large bande passante de 80 MHz (Fig. 2.11-b). On note l'absence d'un test de mesure RFID pour évaluer les performances de cette antenne.

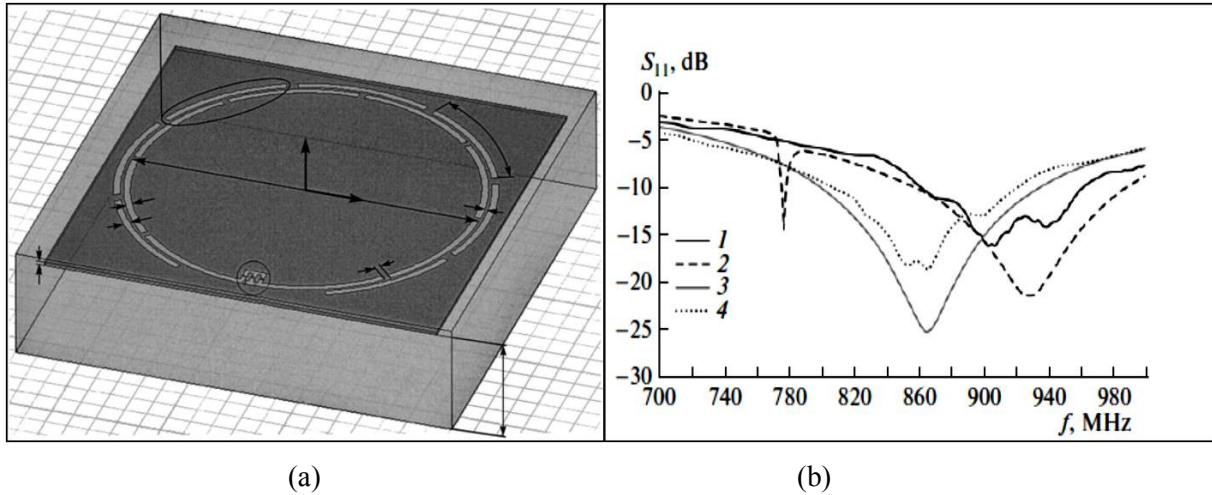


Fig. 2.11 : (a) antenne circulaire segmentée [11], (b) bande passante de l'antenne [11].

3.4. Antenne boucle à base d'éléments discrets

Cette méthode de conception est très proche de la technique de segmentation, elle garde le même objectif à savoir de créer une circulation de courant uniforme le long de la boucle. On note toutefois que dans ce cas, un simple contour de segments va former la boucle. Ces segments sont séparés par des éléments capacitifs localisés (voire dans un cas, localement distribués). Ils sont introduits pour compenser le déphasage entre les différentes valeurs des

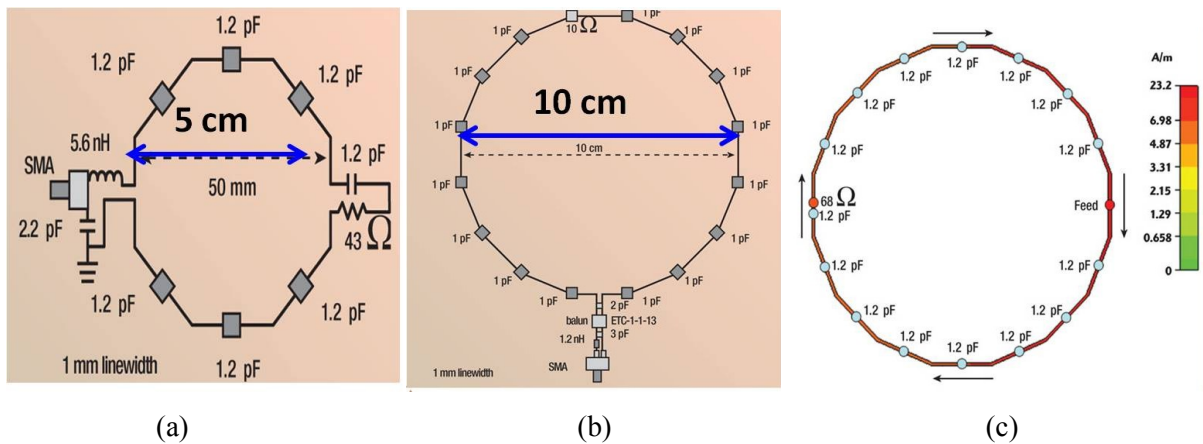


Fig. 2.12 : Antenne DOBKIN à éléments discrets [13] : (a) premier exemple de boucle à 5 cm de diamètre avec des éléments discrets insérés (b) deuxième exemple de boucle à 5 cm de diamètre avec des éléments discrets insérés (c) courant circulant sur la boucle dans le même sens avec les capacités intégrées,

courants sur les segments. Le premier design d'antenne basé sur cette technique a été introduit en 2007 [13]. Des capacités de 1 pF et 1.2 pF s'alternent le long d'une boucle de forme hexagonale de périmètre égale à λ ou encore $\lambda/2$ (900 MHz). Ces capacités compensent l'effet inductif des segments formant la boucle pour créer une série des circuits LC résonants (Fig. 2.12). Le courant garde un seul sens de parcours le long de la boucle (Fig. 2.12-b). Cette méthode de conception présente un coût relativement élevé compte tenu de l'utilisation d'un grand nombre d'éléments localisés, ce qui se traduit par un travail supplémentaire lors de la fabrication de l'antenne. Dans les références [14,15], des capacités distribuées ont été utilisées pour reproduire le même effet. Le premier design d'antenne [14] est une boucle carrée de dimensions totales de 15.8*15.8 cm² (Fig. 2.13-a). Des capacités en forme de deux « C » imbriqués et donc fortement couplés (Fig. 2.13-b) sont introduites dans la boucle découpant ainsi l'antenne en plusieurs sections identiques. Chaque section est formée par un segment et une capacité. La jonction capacitive compense le déphasage lié à la propagation d'une onde le long de la boucle. Ainsi, sur l'ensemble de la boucle, le courant garde un même sens de parcours. La longueur des segments est inférieure à $\lambda/10$ à la fréquence 900 MHz.

L'antenne est gravée sur un substrat FR4 et elle est excitée de la même manière que les antennes introduites dans les références [1-3,8]. On parvient à lire un tag IMPINJ J21 à une distance maximale de 24 cm. L'antenne couvre une large bande passante allant de 800 à 1040 MHz (Fig. 2.13-c). Cette antenne est déjà commercialisée et pour cette raison que ce design est sélectionné pour une étude de retro simulation illustrée à la fin de ce chapitre.

La boucle est excitée à travers deux lignes coplanaires et un balun pour équilibrer le signal d'entrée amené par une liaison coaxiale (Fig. 2.14-a). L'antenne est réalisée sur un substrat de type FR4, elle couvre 70 MHz de bande passante autour de la fréquence RFID

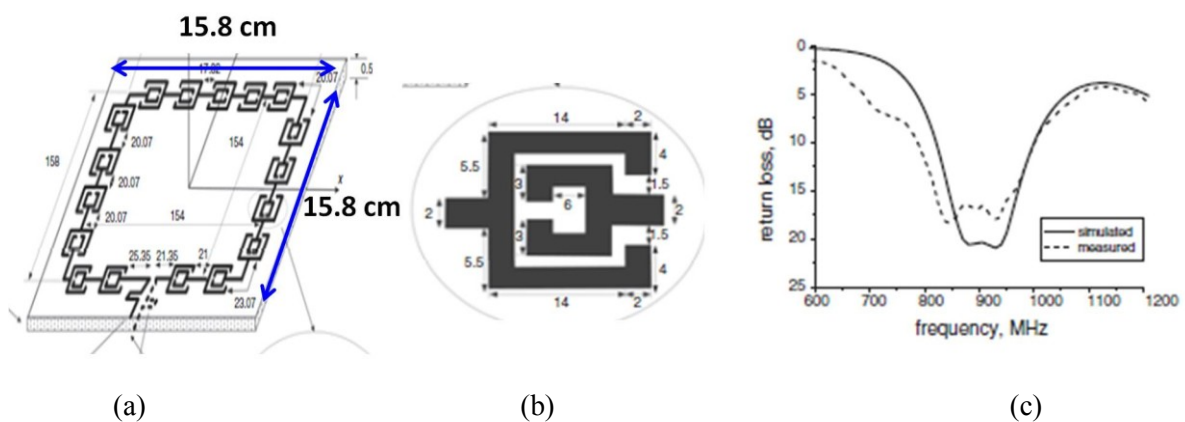


Fig. 2.13 : (a) antenne segmentée avec C couplées [14], (b) forme de la capacité distribuée, (c) bande passante de l'antenne [14].

centrale. En utilisant un lecteur commercial pour une puissance de 24 dBm, cette antenne permet de lire deux tags RFID en forme de boucle (voir la Fig. 2.14-c) à une distance maximum de 12 cm. En revanche, la zone de lecture n'a pas été évaluée.

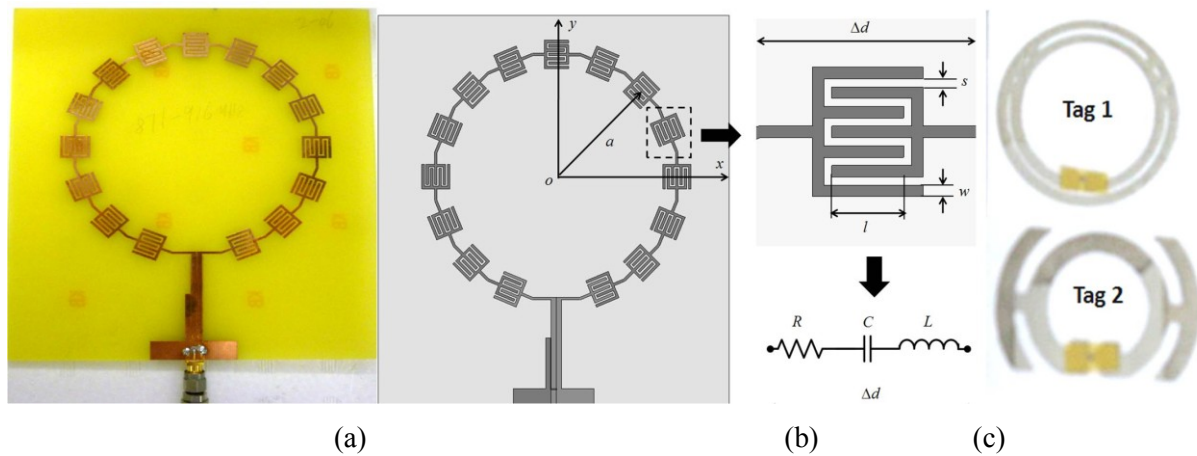
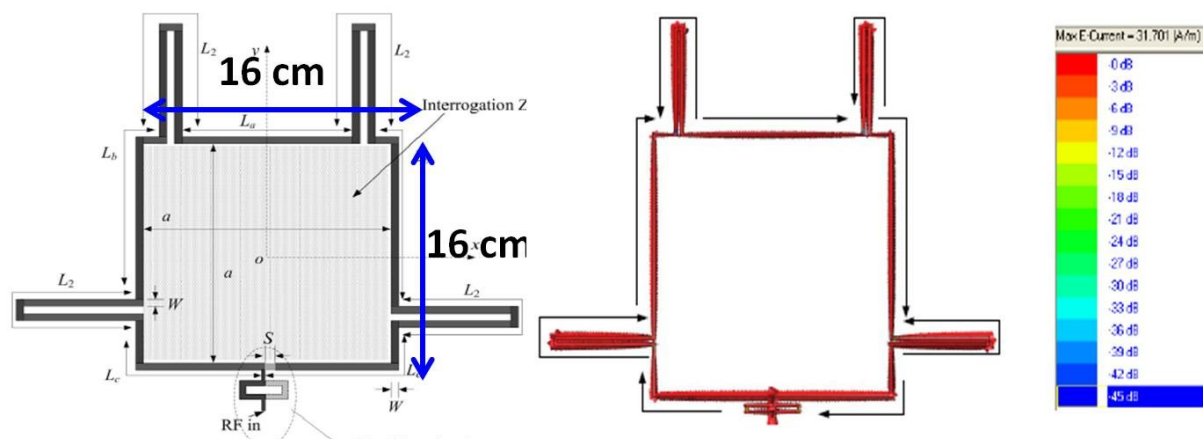


Fig. 2.14 : (a) antenne boucle circulaire avec capacités inter-digitées, (b) schéma de la capacité inter-digitée qui se modélise à l'aide d'un circuit RLC, (c) tags RFID utilisés pour la caractérisation de l'antenne [15]

3.5. Autres designs d'antenne boucle

Une autre solution pour compenser le déphasage sur le courant observé sur une boucle de longueur électrique importante est proposée dans la référence [16]. Elle consiste à utiliser quatre lignes à retard sur une boucle de périmètre total égal à 2λ dimensionnée à la fréquence 915 MHz. Ces lignes à retard permettent de compenser le déphasage qui se produit entre les courants (phénomène de propagation de l'onde EM le long de la boucle) sur les quatre segments formant la boucle (Fig. 2.15-a). Ceci permet d'avoir un courant constant en chaque point de la boucle (Fig. 2.15-b). Le prototype de cette antenne est réalisé sur un substrat FR4 et relié à un connecteur SMA à travers le circuit en double stubs déjà décrit précédemment (Fig. 2.7-b). Une zone de lecture équivalente à la surface de l'antenne $16 \times 16 \text{ cm}^2$ est atteinte à une hauteur maximale de 2.4 cm, et ceci en utilisant un tag IMPINJ J21.



(a) (b)

Fig. 2.15 : (a) design de l'antenne basée sur l'ajout de lignes à retard [16], (b) circulation de courant sur l'antenne [16].

La première remarque que nous pouvons tirer de cet état de l'art est que deux techniques sont les plus utilisées : La technique de segmentation et la technique d'insertion des capacités. Ces deux techniques sont équivalentes et visent le même objectif, à savoir obtenir une distribution de courant constante et uniforme le long de l'antenne boucle. On note également dans ces articles l'absence de modèle ou d'étude analytique précise sur le lien entre la répartition du courant et la zone de lecture. Les dimensions des antennes boucles segmentées reposent essentiellement sur un processus d'optimisation réalisé avec un logiciel de simulation full wave, et non un procédé de réalisation clairement défini. Majoritairement, la portée maximale est évaluée en utilisant un tag IMPINJ J21 qui a pour dimensions $15 \times 8 \text{ mm}^2$. De plus, les articles traitant la problématique des lectures simultanées montrent qu'une détection totale de tous les tags n'est possible qu'à proximité de la surface de l'antenne.

Dans la référence [17], on propose un design d'antenne boucle de diamètre 6.8 cm, reposant sur une structure non planaire. En effet, c'est une structure en 3D formée par deux demi-boucles imprimées sur PCB, comme le montre la Fig. 2.16-a. Elles sont reliées dans un plan inférieur à deux lignes de transmission (100Ω) qui rejoignent au final une seule ligne d'impédance caractéristique 50Ω . Cette antenne produit un champ magnétique important (-3 dBA/m à 2 cm de l'antenne). Elle se caractérise par un gain faible (-10 dBi) et une large bande passante. Un tag J21 est placé sur une grille divisée en cellule de $1 \times 1 \text{ cm}^2$. On détermine la portée maximale pour chacune des cellules de la grille en utilisant un lecteur RFID commercial. Pour 30 dBm de puissance, la portée maximale est de 4 cm. La détection du tag est possible sur une zone qui correspond à 90 % de la grille ($7 \times 7 \text{ cm}^2$), ceci à 1 cm d'hauteur (Fig. 2.16-b).

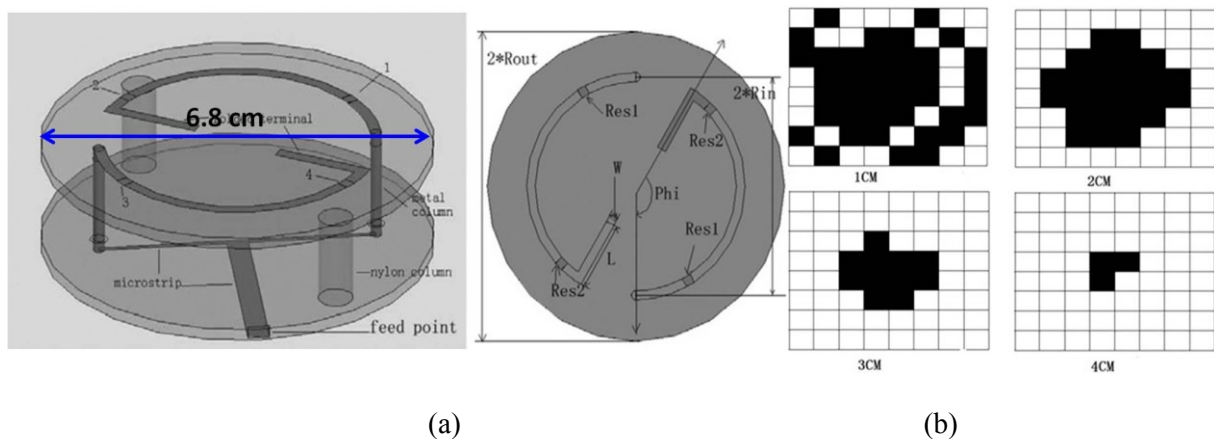


Fig. 2.16 : (a) géométrie d'une antenne bouche non plane [17], (b) zones de lecture sur différents plans de l'antenne [17]. la communication est obtenue sur les zones repérées en noir

4. Principe des antenne à courants opposés pour la réalisation de lecteur RFID UHF NF

Outre les antennes boucles, nous trouvons dans la littérature d'autres types d'antenne lecteur RFID UHF NF qui visent à maintenir une circulation de courant constante. Nous allons voir dans cette partie qu'il est possible de concevoir une antenne lecteur RFID UHF champ proche à partir d'un ou plusieurs dipôles. Dans ce cas, nous utilisons le concept des courants opposés en superposant le champ créé par des dipôles ayant des excitations indépendantes.

4.1. Principe des courants opposés

Cette technique consiste à favoriser la présence de deux courants en opposition de phase sur l'antenne, créant ainsi un champ magnétique important dans la zone les séparant. Ce concept s'appelle ODC (pour Oppositely Directed Currents), il est décrit sur la Fig. 2.17. Ce champ est contrôlable en ajustant la distance entre les deux sources de courants et leur amplitude. Chacun des deux dipôles crée un champ magnétique, du fait du sens des deux courants et de la configuration géométrique utilisée, le champ total résultant n'est autre que la somme des amplitudes des champs créés par chaque dipôle. Ceci se caractérise par une augmentation de l'amplitude du champ magnétique pour sa composante normale à la surface de l'antenne (Fig. 2.17-b). Ainsi, l'objectif est d'augmenter l'intensité du champ magnétique en jouant sur la géométrie des deux éléments rayonnant pour étendre la distance de lecture [18,19].

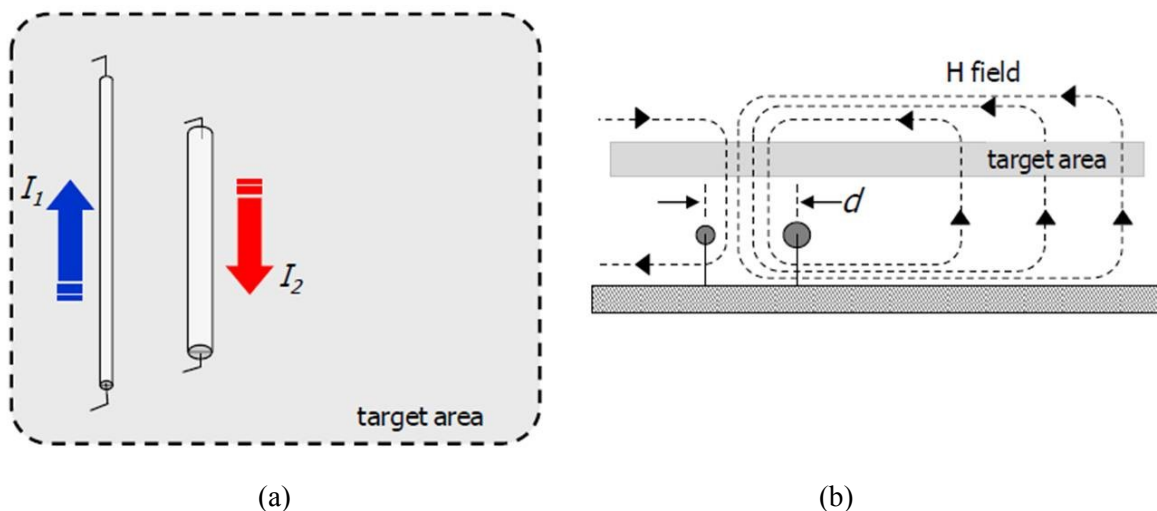


Fig. 2.17 : Principe de fonctionnement d'une antenne basée sur l'obtention de courants opposés (ODC) : (a) sens des courants sur les deux dipôles, (b) champs magnétiques produits par les deux dipôles qui superposent [18]

Sur la Fig. 2.18-a, pour $x=0$ (c'est-à-dire au centre des deux dipôles) la composante normale du champ magnétique H_z , mesurée sur le plan $z=10$ cm, est nettement supérieure lorsque l'on utilise deux dipôles (courbes traits pointillés) que pour un seul (courbe en trait plein). La distribution de H_z est globalement uniforme sur toute la surface de l'antenne (sur le plan $z=10$ cm). La Fig. 2.18-b présente une étude d'optimisation portant sur le déphasage qu'il faut assurer entre les deux courants en fonction de l'excitation de l'antenne et la distance entre les deux dipôles.

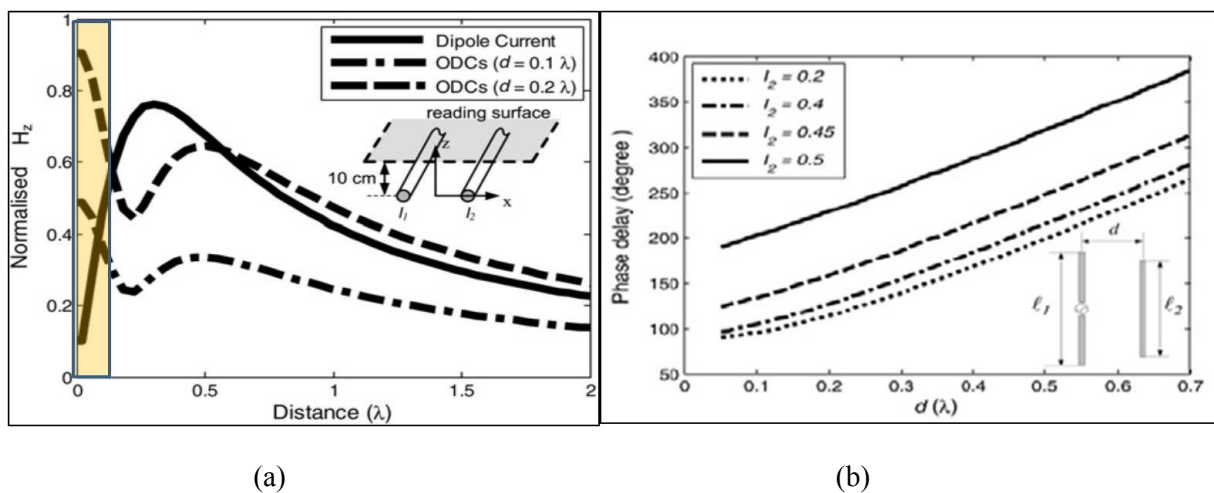


Fig. 2.18 : (a) comparaison entre le champ magnétique créé par un seul dipôle et deux dipôles, (b) effet de la distance séparant deux dipôles suivant l'axe x sur l'amplitude du champ magnétique [18]. Dans cette étude un seul des dipôles est excité comme le montre le schéma en bas à droite.

4.2. Exemple d'antennes dipôles utilisant le principe d'ODC

Deux antennes conçues sur la base de ce principe sont proposées dans les références [18,19]. Dans le premier design [18], un élément perturbateur de type patch est placé à une distance d d'un autre patch (à l'image d'un élément parasite) ayant des caractéristiques proches d'un dipôle ($\lambda/2$) pour la fréquence 920 MHz (Fig. 2.19-a). Cette distance d est optimisée pour avoir un maximum de champ magnétique entre le dipôle et le patch.

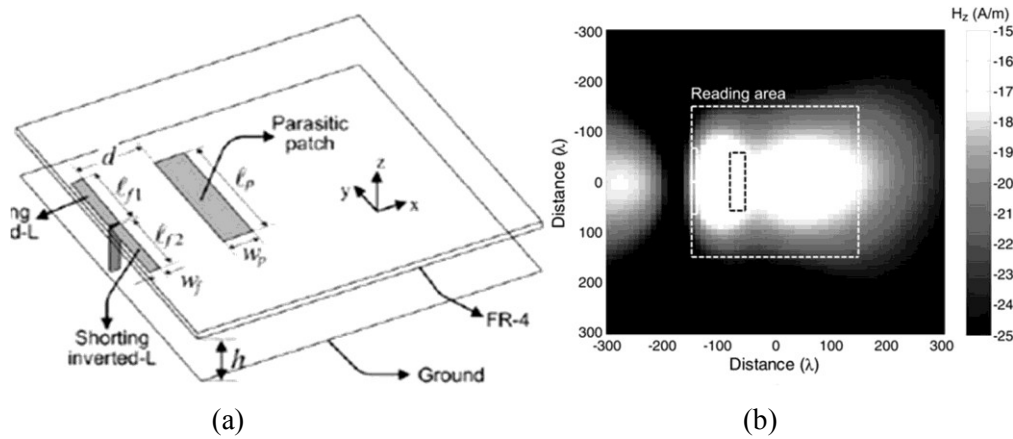


Fig. 2.19 : (a) géométrie de l’antenne dipôle de type ODC [18], (b) zone de lecture pour l’antenne [18].

Un plan réflecteur (30*30cm²) est utilisé pour favoriser une répartition du champ magnétique au niveau de la surface entre les deux patches (Fig. 2.19-b). Un gain important de 4 dBi est mesuré pour cette antenne. La lecture des tags atteint une distance maximale de 20 cm et une zone de lecture de 30*30 cm² à 10 cm au-dessus de l’antenne pour une puissance de 1 Watt conformément à la réglementation de la Corée fixée à 4 W EIRP.

Le second design est présenté sur la Fig. 2.20. Là aussi le principe d’ODC avec une antenne dipôle en forme de π inversé est mis en œuvre. L’antenne de dimensions totales 30*20 cm² se sert de certains éléments localisés pour maîtriser son impédance d’entrée (Fig. 2.20-a) et dégrader le facteur de qualité afin d’obtenir une bande passante plus large. La longueur totale est de 4λ pour la fréquence 840 MHz. Le principe d’ODC est observé dans deux endroits : les deux bras verticaux sont parcourus par deux courants de sens opposés. D’autre part, sur l’axe ox, le même principe se produit partiellement (les deux bras horizontaux) (Fig. 2.20-b). Une zone de lecture 35*24 cm² est obtenue sur une portée de 5 cm au-dessus de l’antenne (Fig. 2.21-a) pour un tag IMPINJ F43 (2*3 cm²) à une puissance de 17 dBm en sortie du lecteur. (Fig. 2.21-b).

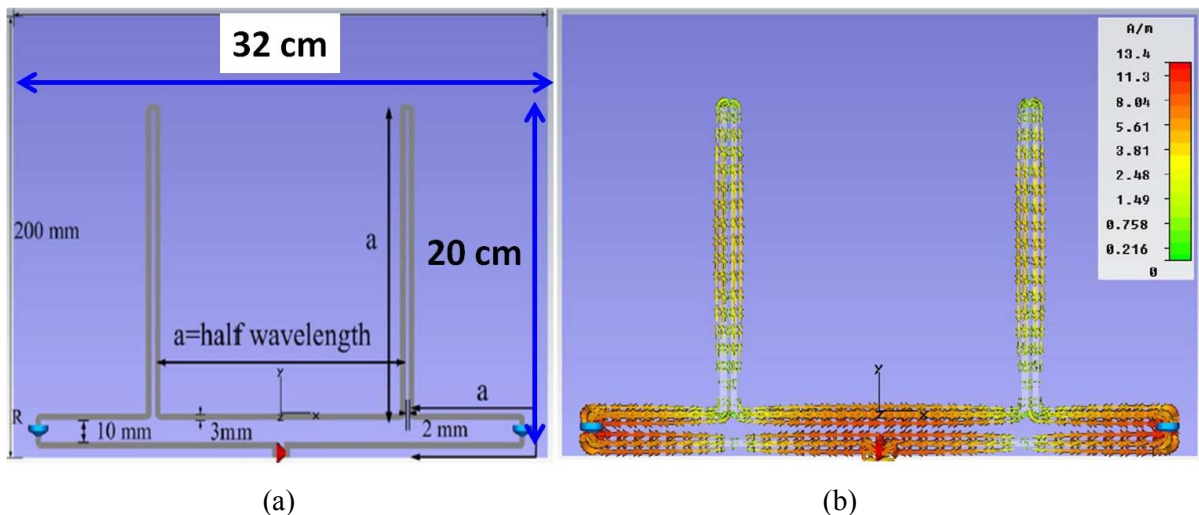


Fig. 2.20 : (a) géométrie de l'antenne dipôle [19], (b) phénomène de l'ODC produit le long de l'antenne [19]

En conclusion, la méthode de conception sur le principe de l'ODC montre rapidement ses limites. Elles se manifestent notamment au niveau de la distance réduite qui le sépare le patch excité de l'élément perturbateur. Ceci limite fortement la zone de lecture. En outre, la bande passante de ce genre d'antenne est très étroite. Il faut noter aussi la complexité de certains des designs [20] notamment lorsque la structure admet plus qu'une source d'excitation. Les portées maximales pour ces structures demeurent faibles, ceci en comparaison à celles des antennes boucles contrairement aux zones de lectures qui sont plus gérables et importantes.

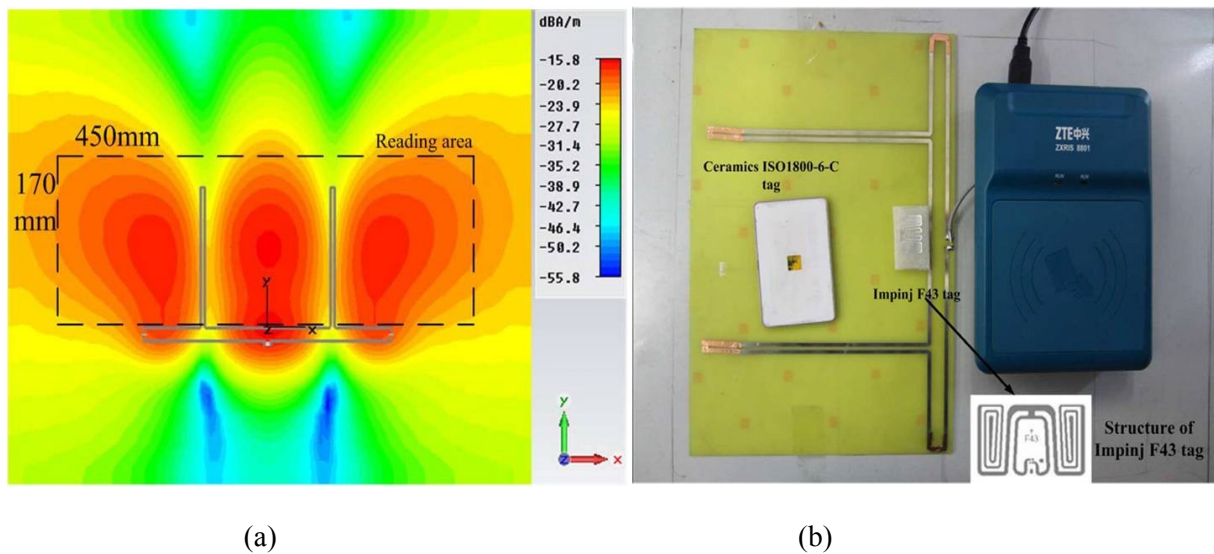


Fig. 2.20 : (a) zone de lecture déterminée par simulation selon le critère de -20dBm/m : répartition du champ magnétique (composante Hz) à $z=5\text{cm}$ [19], (b) banc de mesure [19]

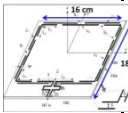
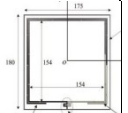
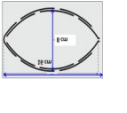
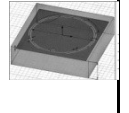
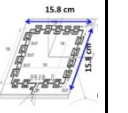
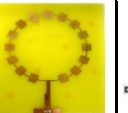
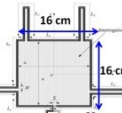
4.3. Bilan

Nous remarquons que l'ensemble des techniques décrites ont comme point commun de chercher à imposer un sens et une amplitude constante pour le courant et ceci pour différentes régions de l'espace. Nous pouvons faire le lien avec le cas statique où le champ magnétique est intense du moment où le courant circule de manière où il y a une contribution constructive du champ créé par chacun des points que compose la structure. Toutefois, aux fréquences RFID, les dimensions des antennes par rapport à la longueur d'onde affectent la circulation du courant qui s'annule à chaque demi-longueur d'onde. Les techniques proposées parviennent à compenser ce phénomène avec différents niveaux de réussite.

Le tableau 2-1 ci-dessous présente de façon synthétique les caractéristiques des différents designs décrits dans ce chapitre. Il résume notamment les dimensions des antennes et leurs performances. Nous remarquons que :

- Les périmètres des boucles ne dépassent pas deux fois la longueur d'onde.

Tableau 2-1 : Bilan sur les caractéristiques des antennes boucles de la littérature.

Structure	[2]	[8]	[12]	[11]	[14]	[15]	[16]
							
Surface antenne (cm ²)	18*16	17.5*18	25*18	15.9*15.9	18*18	9.2*9.2	30.6*24.9
Zone de lecture (cm ²), z=0.5mm	15.4*15.4	15.4*15.4	8*8	20*20	15.4*15.4	-9.2*9.2	16*16
Distance de lecture (cm)	14	14	15	-	24	12	2.4
Bande (GHz)	0.8-1.05	0.77-1.025	0.86-0.871	0.78-0.9	0.79-1	0.885-0.93	0.84-0.96
Mesure RFID	oui	oui	oui	non	non	oui	oui
Tag utilisé pour la mesure	Imping j21	Imping j21	Imping j21	--	Imping j21	Tag boucle	Imping j21
Substrat utilisé	FR4	FR4	FR4	Fibre plastique	FR4	FR4	FR4
Gain(dBi)	--	-	2.8	--	--	-	--

- La zone de lecture est évaluée que par simulation et si les mesures sont faites, elles sont réalisées uniquement à proximité de la surface de l'antenne.
- Un tag en forme de simple boucle (1*1cm²) est utilisé dans la majorité des caractérisations.
- L'utilisation d'un plan réflecteur au-dessous de l'antenne est quasi systématique. Il est utilisé pour éviter d'avoir du champ magnétique dans le demi-plan inférieur à l'antenne. Il est maintenu à une position de 4 cm au-dessous de l'antenne.
- Les informations sur le gain des antennes et la puissance émise au niveau du lecteur RFID sont absentes pour les pluparts des designs. Aussi, il n'est pas possible de savoir si les mesures respectent la régulation en puissance, de même que toutes comparaisons en termes de performance de lecture restent compliquées.
- Les prototypes testés sont réalisés sur des substrats rigides classiques de type FR4.

- La plupart des antennes sont conçues pour fonctionner autour de 915 MHz. Un redimensionnement est nécessaire pour pouvoir évaluer leurs performances à 868 MHz

Du fait de l'absence d'informations importantes comme la zone de lecture de l'antenne, ou tout simplement pour avoir les performances à la fréquence souhaitée, les structures qui présentaient les meilleures performances ont été réstimulées. Les résultats de ces études sont présentés par la suite.

5. Etude par retro simulation de certaines antennes de la littérature

Dans cette partie, les structures provenant des articles [2,14,18] ont été ré-simulées sur CST en essayant le plus possible d'être fidèle aux articles. Il est rare d'obtenir l'ensemble des paramètres géométriques dans les articles, aussi les informations manquantes ont été estimées pour coller au mieux avec les résultats présentés.

5.1. Antenne boucle segmentée [2]

L'antenne présentée sur la Fig. 2.4-a est formée de segments de longueur $\lambda/4$ (λ calculé pour $f=900$ MHz dans le vide) couplés entre eux et excités par un dipôle $\lambda/5$. Les dimensions de cette antenne sont données dans les articles [2,3]. Nous avons repris le design de l'antenne sur le logiciel de simulation électromagnétique CST, en se mettant dans les mêmes conditions que celles décrites dans la publication. Toutefois, nous ne sommes pas parvenus à retrouver exactement les mêmes résultats (Fig. 2.21). Nous remarquons que l'impédance caractéristique de la ligne d'amenée est de 254Ω (Fig. 2.22-b).

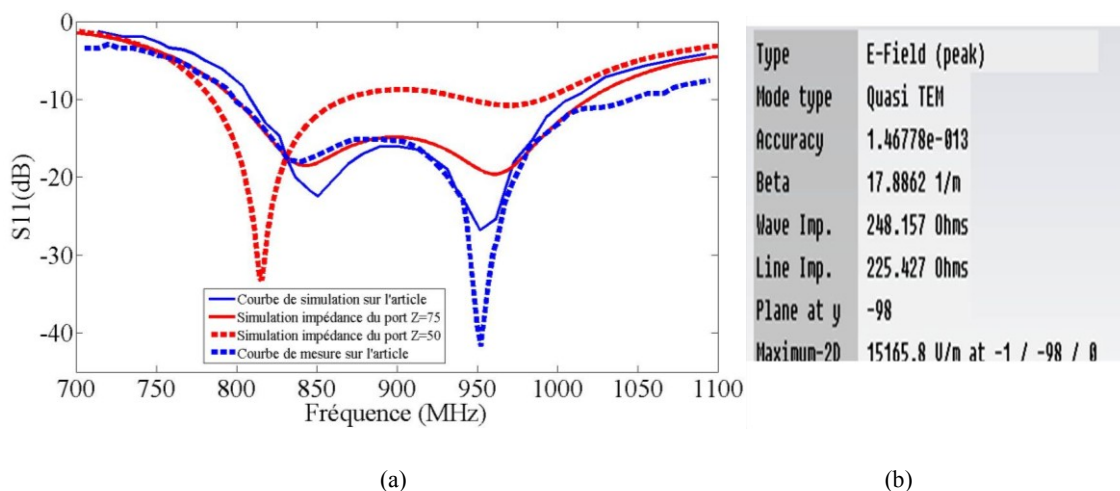


Fig. 2.22: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée Fig. 2.4a [2], (a) coefficient de réflexion de l'antenne boucle segmentée, deuxième simulation avec des modifications géométriques pour se rapprocher de la courbe de mesure présentée de [2], (b) données sur l'impédance de la ligne d'excitation.

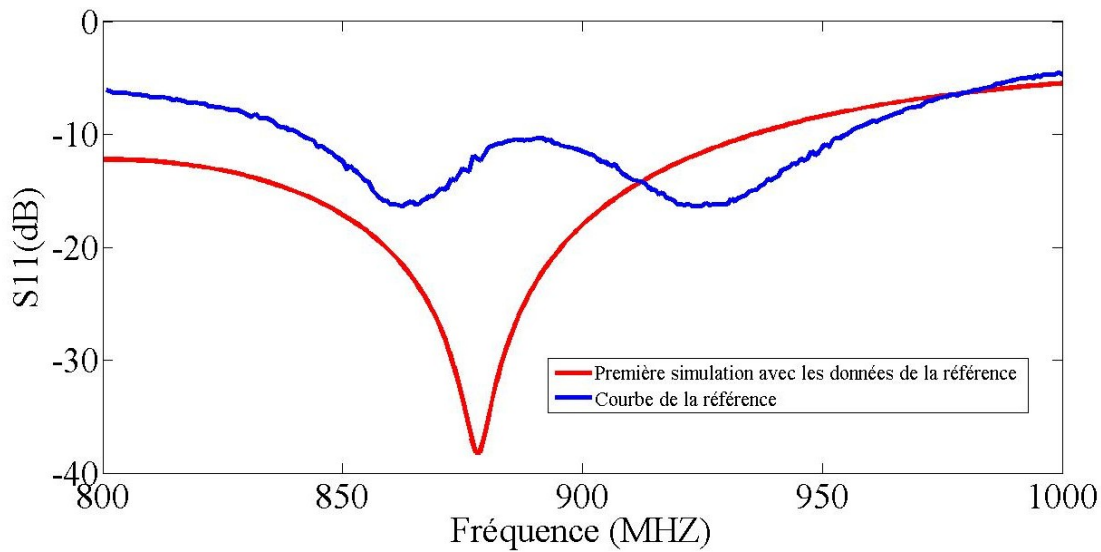


Fig. 2.21: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée Fig. 2.4a [2], coefficient de réflexion de l'antenne boucle segmentée comparaison avec la mesure présente dans [1] (données article).

D'après la Fig. 2.22-a, on peut se rapprocher du résultat de l'article en diminuant l'épaisseur du diélectrique et en ajustant l'impédance d'entrée. On réduit l'épaisseur à 0.2 mm et on impose une impédance de source $Z = 75 \Omega$. Dans ces conditions et après une deuxième simulation, on obtient un coefficient de réflexion assez semblable à celui de l'article (Fig. 2.22-a). Il faut noter que ces nouvelles valeurs ne sont pas vraiment compatibles avec une réalisation pratique de cette structure

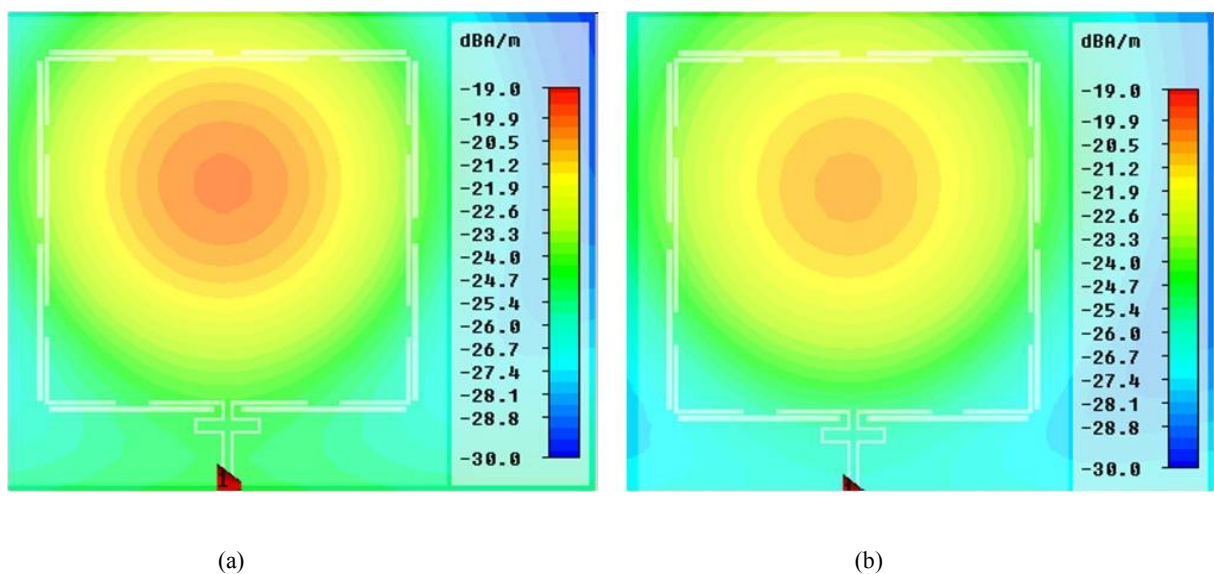


Fig. 2.23: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée [2], composante normale de

champ magnétique Hz, (a) $z=13$ cm $f=900$ MHz, (b) $z=14$ cm, $f=868$ MHz.

L'analyse des résultats de simulation montre que la répartition du champ magnétique est quasi uniforme et que son intensité (composante normale du champ) est importante pour cette structure d'antenne (Fig. 2.23).

Nous avons redimensionné l'antenne pour la bande RFID 868 MHz avec des grandeurs

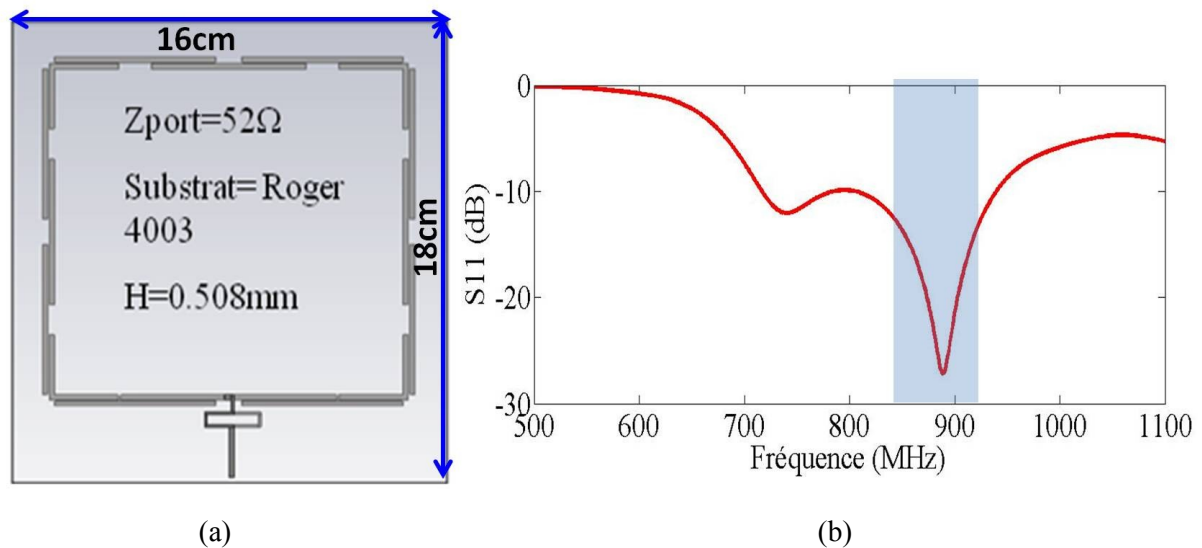


Fig. 2.24: Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle segmentée redimensionnée à 868 MHz : (a) géométrie de l'antenne, (b) réponse fréquentielle de l'antenne, paramètre S11.

géométriques plus facile à réaliser en pratique. Pour ce faire une ligne d'amenée 50Ω a été utilisée ainsi qu'un substrat Roger 4003 ($\epsilon_r=3.55$, $\tan\delta=0.012$, $h=0.508$ mm). L'antenne ainsi obtenue est présentée sur la Fig. 2.24-a.

L'antenne est adaptée à la fréquence 868 MHz avec un S11 égal à -19 dB à cette fréquence (Fig. 2.24-b). Le courant est bien réparti sur les segments de l'antenne et il garde le même sens ce qui se traduit par un champ magnétique uniforme sur la surface de la boucle (Fig. 2.25). En

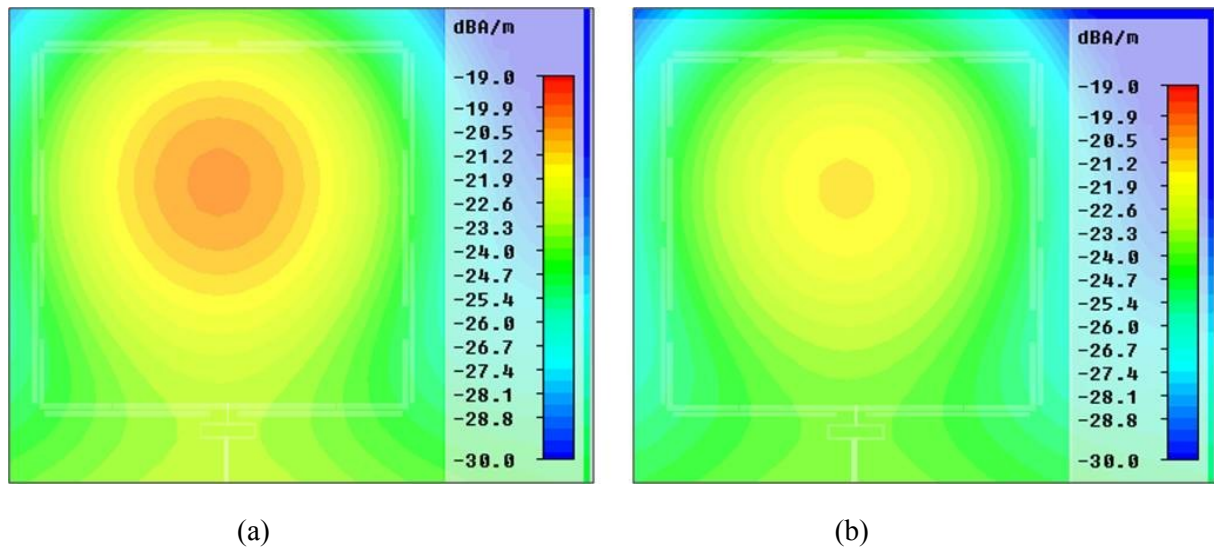


Fig. 2.25 : Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle segmentée [2,3], composante normale de champ magnétique Hz, (a) $z=13$ cm, $f=900$ MHz, (b) $z=14$ cm, $f=868$ MHz.

se servant du critère défini ci-dessus (-20 dB/Am, voir le paragraphe 6.1.2), on peut estimer la portée maximale de cette antenne. Nous notons une distance maximale de l'ordre de 13 cm (Fig. 2.25). Après redimensionnement, nous obtenons la même portée utilisant l'estimation du seuil de champ magnétique. Le champ magnétique demeure bien réparti uniquement sur la bande 868 MHz pour l'antenne redimensionnée (Fig. 2.25-a).

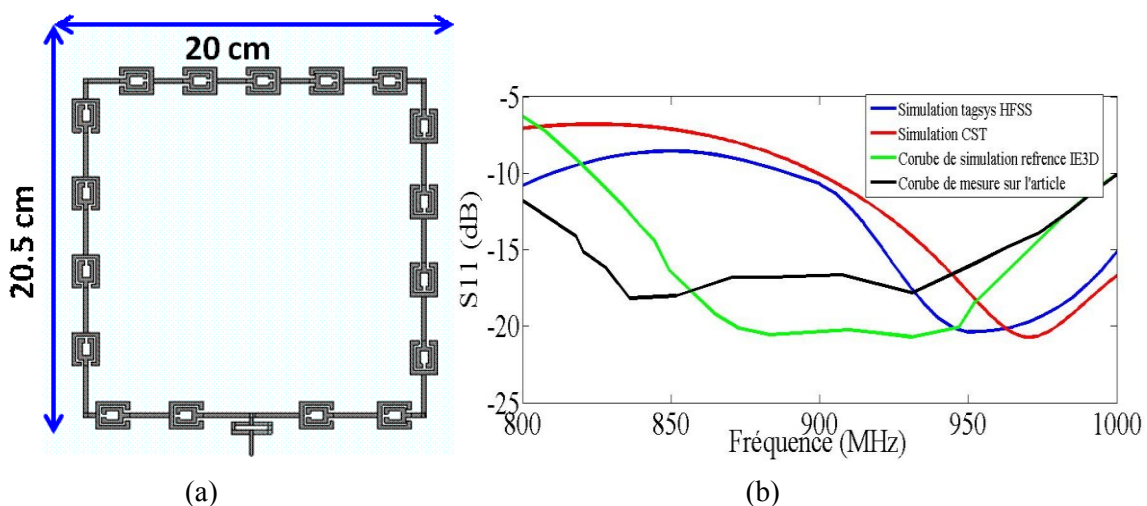


Fig. 2.26: Antenne boucle en « C », elle a été obtenue d'après les informations présentées dans [14]. (a) géométrie de l'antenne, (b) comparaison des simulations : courbes de référence extraites de [14], rétro simulations HFSS et CST.

5.2. Antenne boule en « C »

L'article [14] ne fournit que partiellement les dimensions de l'antenne présentée sur la Fig. 2.13. Les premières simulations sont loin des résultats donnés dans l'article. Un premier schéma de l'antenne nous a été fourni par notre partenaire "Tagsys". Il était initialement simulé sur HFSS (Fig. 2.26-a). Par la suite il a été repris, est re-simulé sur CST. Nous avons pu retrouver avec CST le résultat (Fig. 2.26-b) obtenu sur HFSS. Toutefois il est éloigné de celui présenté dans l'article. Le champ magnétique créé par l'antenne est donnée sur la Fig. 2.27. En appliquant le même critère pour la détermination de la portée ($H_z \geq -20\text{dBA/m}$), nous obtenons une distance de lecture égale à 12 cm à la fréquence 900 MHz. Cette distance correspond à celle mesurée pour le prototype que nous avons réalisé.

Ainsi, le critère défini pour la détermination de la portée maximale est retrouvé

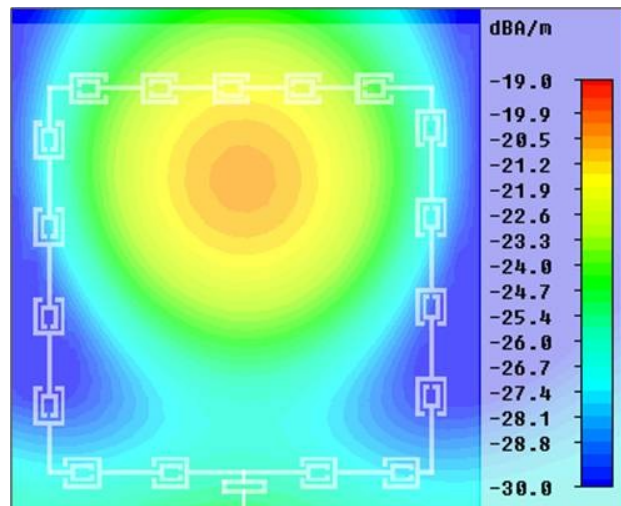


Fig. 2.27: Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle en « C » (Design le plus proche possible de la référence). Répartition du champ magnétique Hz sur la structure d'antenne à $z=12\text{ cm}$, $f=900\text{ MHz}$.

expérimentalement avec des tags Aktag ($1*1\text{cm}^2$) utilisé pour cette mesure. Afin de redimensionner cette antenne à la bande 868 MHz, nous avons procédé à une nouvelle disposition des jonctions en « C » tout en augmentant aussi la longueur des segments par rapport à la longueur d'onde. Nous pouvons ainsi obtenir une bonne adaptation à la fréquence 868 MHz (Fig. 2.28-c). Deux configurations ont été réalisées. Sur la configuration 1, (Fig. 2.28-a), les capacités en « C » sont repositionnées au niveau du bras supérieur de la boucle (en face de l'excitation) avec des longueurs de segments non identiques. Sur les deux configurations, on réduit à 4 le nombre des capacités sur la bras supérieur de manière à ce que la boucle ait le même nombre de capacité sur tous les cotés. Sur les deux configurations (Fig. 2.28-a, 2.28-b), nous remarquons sur la Fig. 2.29 que la répartition du champ est localisée

dans la partie supérieure de la boucle. Ces deux nouvelles antennes redimensionnées atteignent une portée maximale de 12 cm en utilisant le critère des -20 dB/Am appliqué à la valeur du champ magnétique (composante normale Hz).

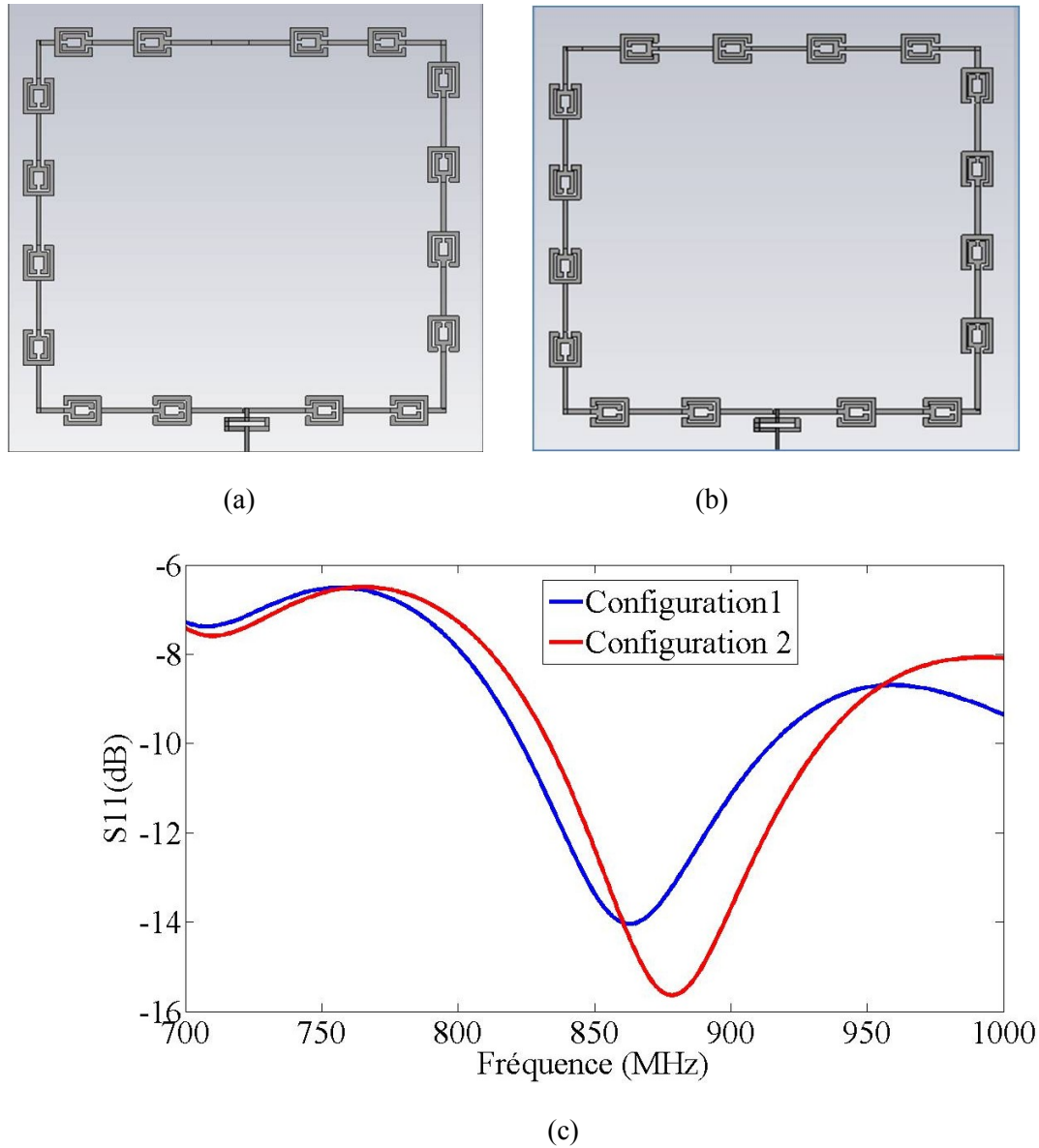


Fig. 2.28 : Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle en « C » redimensionnée à 868 MHz : (a) configuration 1, (b) configuration 2, (c) coefficient de réflexion pour les configurations 1 et 2.

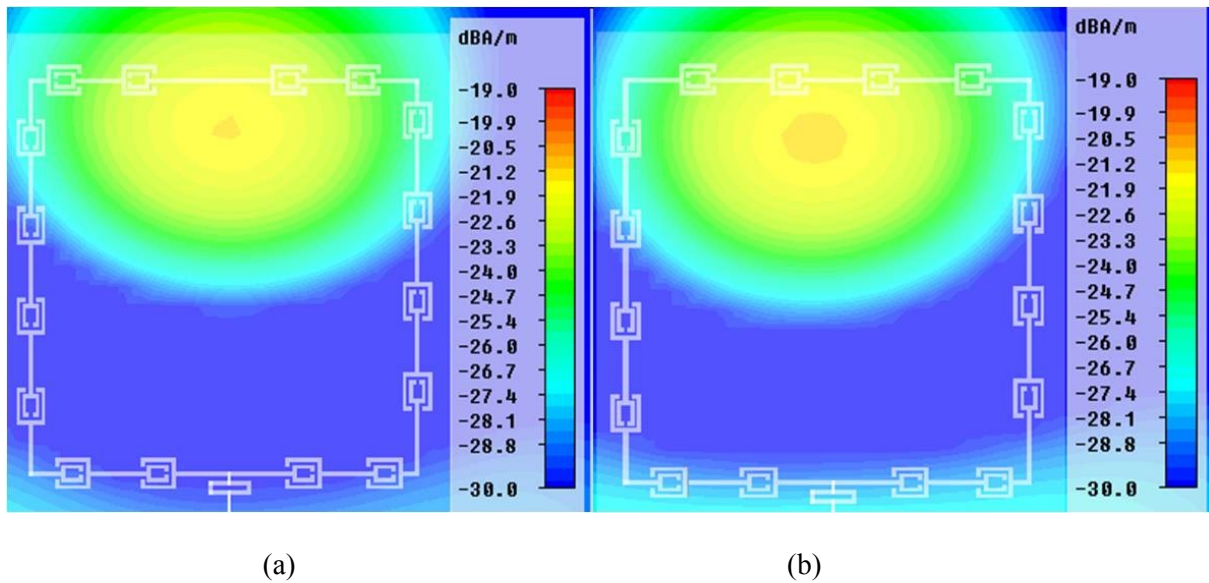


Fig. 2.29 : Antenne redimensionnée pour fonctionner à 868 MHz. Répartition du champ magnétique Hz à la fréquence 868 MHz sur le plan $z=12$ cm pour les deux configurations 1 et 2 : (a) configuration 1, (b) configuration 2.

5.3. Antenne dipôle basée sur le principe des courants opposés

L'antenne dipôle présentée sur la Fig. 2.30 est décrite dans l'article [18]. Elle a été resimulée sur CST, les comparaisons entre les résultats de l'article et ceux obtenus sont présentés sur la Fig. 2.30-b. Nous avons pu retrouver des résultats comparables au niveau du paramètre S11 (Fig. 2.30-b).

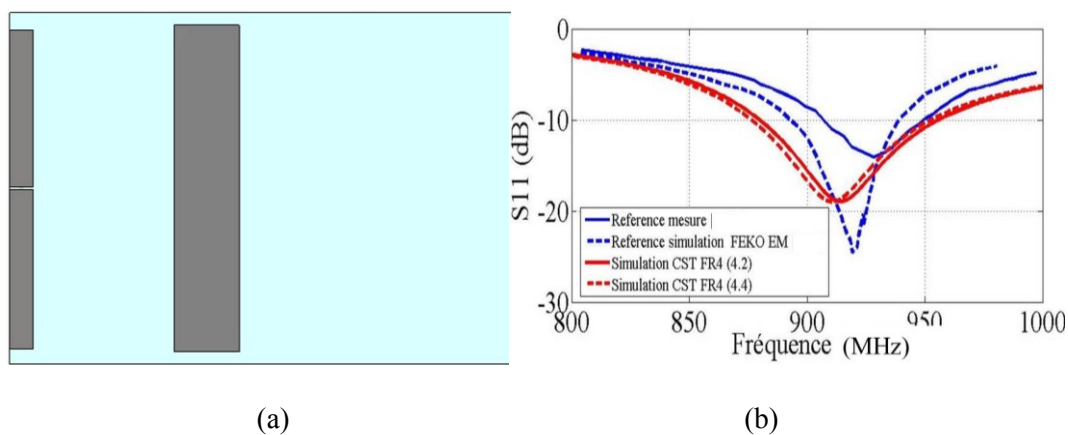


Fig. 2.30: Antenne courants opposés, (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion de l'antenne, comparaison entre les retro-simulations effectuées sur CST et les courbes de référence extraites de [18].

Sur la Fig. 2.31-a, le courant circulant sur le dipôle crée un deuxième courant opposé sur le patch qui n'est pas excité directement. Ces deux courants opposés permettent de 'façonner' la répartition du champ magnétique entre les deux éléments de manière à avoir une zone propice à la lecture de tag RFID. La Fig. 2.31-b présente la répartition du champ magnétique à la fréquence de résonance sur un plan $z=10$ cm. Selon le critère déjà défini au paragraphe 6.1.2, la portée de cette antenne est de 10 cm ce qui confirme le résultat de la publication. Par la suite nous avons procédé à un redimensionnement pour la fréquence 868 MHz. En effet, la

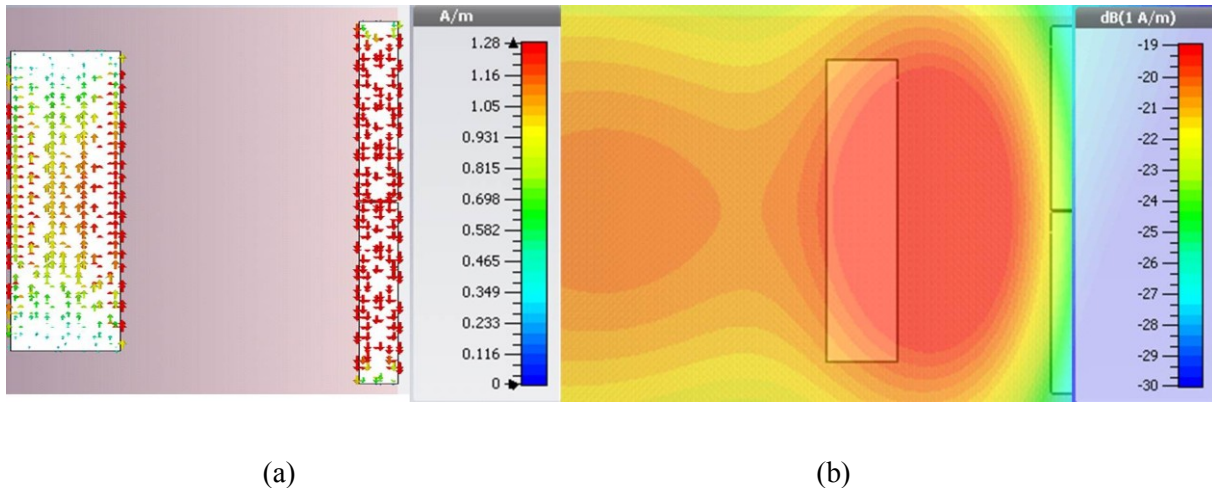


Fig. 2.31: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne dipôle fonctionnant sur le principe de courants opposés, (a) répartition des densités de courant opposés sur l'antenne à la fréquence de résonance, (b) répartition du champ magnétique Hz à $z=10$ cm à la fréquence de résonance.

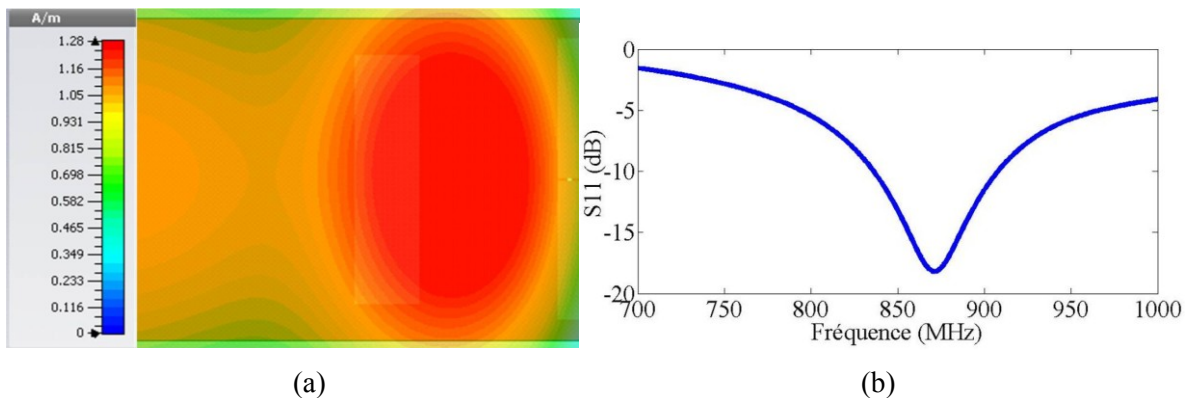


Fig. 2.32 : Antenne dipôle redimensionnée à 868 MHz : (a) répartition de la composante normale du champ magnétique Hz, (b) coefficient de réflexion de l'antenne redimensionnée

longueur du dipôle impose directement la fréquence de résonance, le patch parasite doit également être de la même longueur que le dipôle. Comme le montre la Fig. 2.32-b, une bonne adaptation à cette fréquence est obtenue. Nous obtenons une portée identique de 10 cm (Fig. 2.32-b). Nous rappelons que la distance de lecture maximale est repérée en simulation par la condition imposée sur le champ magnétique ($H_z \geq -20 \text{ dB(A/m)}$).

5.4. Bilan des retro-simulations

Non sans difficultés, nous sommes parvenus à étudier en simulation les différents designs retenus. Le critère choisi pour la détermination de la portée satisfaisant, en effet, il a pu être utilisé avec succès pour l'ensemble des rétro-simulations effectuées. Par ailleurs, nous notons que la phase de redimensionnement (pour obtenir une fréquence légèrement plus basse) dégrade légèrement les performances RFID de l'antenne.

Rappelons que les performances des antennes lecteurs en UHF RFID NF sont principalement la zone de lecture, avec la notion de distance de lecture maximale. Le niveau de champ magnétique pour sa composante normale au plan de l'antenne ainsi que l'adaptation sont les deux critères à prendre en compte pour les conceptions des antennes lecteurs RFID UHF NF.

Les antennes dipôles de type ODC présentent des limitations importantes sur la zone de lecture. En effet contrairement aux antennes boucles où il est possible de paramétrer cette zone, dans le cas de l'approche ODC, la distance entre les deux éléments ne peut pas être augmentée. Par conséquent, les topologies d'antenne en forme de boucle représentent plus de degré de liberté en termes de conception et donc plus de potentiel.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les caractéristiques d'un système RFID UHF fonctionnant en champ proche, ce qui nous a conduits à définir les critères importants pour la phase de conception. Dans une seconde étape, nous avons présentés les différents designs et techniques de conception qui sont utilisés pour la réalisation des antennes lecteurs RFID champ proche. Les avantages et les inconvénients de chaque approche ont été discutés. Nous avons procédé aussi à une étude approfondie de certains designs jugé pertinents, basés sur différentes techniques, afin de mieux comprendre leur fonctionnement et de définir précisément des critères d'évaluation.

Dans la suite, nous évaluerons l'importance de la distribution uniforme du courant sur les performances de ce type d'antenne. Des modifications seront apportées aux designs déjà étudiés afin d'améliorer les performances. On discutera également des limites théoriques de ces solutions.

Références du chapitre 2

- [1] X. Qing, C. K. Goh, et Z. N. Chen, « A broadband UHF near-field RFID antenna », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 58, n° 12, p. 3829- 3838, 2010.
- [2] X. Qing, C. K. Goh, et Z. N. Chen, « Segmented loop antenna for UHF near-field RFID applications », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 17, p. 872- 873, 2009.
- [3] X. Qing, C. K. Goh, et Z. N. Chen, « UHF near-field RFID reader antenna », in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, p. 2383- 2386.
- [4] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, et S. Lazar, « An overview of near field UHF RFID », in *IEEE international Conference on RFID*, 2007, vol. 167.
- [5] A. Vena et P. Roux, « Near field coupling with small RFID objects », *Sess. 3AP*, p. 153, 2009.
- [6] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications*. 1999. John Wiley & Sons, Ltd.
- [7] P. V. Nikitin, K. S. Rao, R. Martinez, et S. F. Lam, « Sensitivity and impedance measurements of UHF RFID chips », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 5, p. 1297- 1302, 2009.
- [8] X. Qing et Z. N. Chen, « Segmented spiral antenna for UHF near-field RFID », in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, p. 996- 999.
- [9] J. Shi, X. Qing, Z. N. Chen, et C. K. Goh, « Electrically large dual-loop antenna for UHF near-field RFID reader », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 3, p. 1019- 1025, 2013.
- [10] J. Shi, X. Qing, et Z. Chen, « Electrically Large Zero-Phase-Shift Line Grid Array UHF Near-Field RFID Reader Antenna », 2014.
- [11] A. L. Popov, O. G. Vendik, et N. A. Zubova, « Magnetic field intensity in near field zone of loop antenna for RFID systems », *Tech. Phys. Lett.*, vol. 36, n° 10, p. 882- 884, 2010.
- [12] X. Li, J. Liao, Y. Yuan, et D. Yu, « Segmented coupling eye-shape UHF band near field antenna design », in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, p. 2401- 2404.
- [13] D. M. Dobkin, S. M. Weigand, et N. Iyer, « SEGMENTED MAGNETIC ANTENNAS FOR NEAR-FIELD UHF RFID. », *Microw. J.*, vol. 50, n° 6, 2007.

-
- [14] X. Qing, Z. N. Chen, et C. K. Goh, « UHF near-field RFID reader antenna with capacitive couplers », *Electron. Lett.*, vol. 46, n° 24, p. 1591- 1592, 2010.
- [15] P. Yang, Y. Li, L.-J. Jiang, et F. Yang, « Near-Field Loop Antenna for the UHF RFID Reader », *电子科技学刊*, vol. 9, n° 3, 2011.
- [16] Z. N. Chen, C. K. Goh, et X. Qing, « Loop antenna for UHF near-field RFID reader », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, p. 1-4.
- [17] Z. Xing, L. Wang, C. Wu, et K. Wei, « Study of broadband near-field antenna for ultra-high-frequency radio frequency identification applications », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, n° 14, p. 1661- 1669, 2011.
- [18] C. Cho, J. Ryoo, I. Park, et H. Choo, « Design of a novel ultra-high frequency radio-frequency identification reader antenna for near-field communications using oppositely directed currents », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, n° 10, p. 1543- 1548, 2010.
- [19] X. Ding, Q. Wu, K. Zhang, et C. Feng, « A magnetic coupling dipole for UHF near-field RFID reader », *Magn. IEEE Trans. On*, vol. 48, n° 11, p. 4305- 4308, 2012.
- [20] Q. Wu, X. Ding, et C. Feng, « A multilayer printed dipoles for UHF near-field RFID reader », in *Millimeter Waves (GSMM), 2012 5th Global Symposium on*, 2012, p. 591- 594.

Liste des figures du chapitre 2

Fig. 2.1: Différentes zones de fonctionnement de la RFID UHF champ proche.	48
Fig. 2.2: Principe du couplage inductif : le transformateur.	50
Fig. 2.3: Mécanisme de couplage dans les systèmes RFID.	50
Fig. 2.4 : (a) Antenne boucle segmentée, (b) Bande passante de l'antenne, (c) Répartition champ magnétique à 915 MHz à $z=0.5$ mm.[2,3].	54
Fig. 2.5 : (a) antenne segmentée [1], (b) répartition du courant à 915 MHz, (c) répartition du champ magnétique à 915 MHz.	55
Fig. 2.6 : (a) banc de mesure RFID UHF, (b) antenne segmentée positionnée sur un plan réflecteur, [1].	55
Fig. 2.7 : (a) antenne segmentée double couche [8], (b) circuit d'adaptation double stub [8].	56
Fig. 2.8 : (a) configuration 1 : deux boucles séparées, (b) configuration 2 : deux boucles à coté communes. extraits de [9,10]	57
Fig. 2.9 : (a) antenne segmentée à deux boucles (coté commun redimensionné), (b) caractérisation de l'antenne [9,10]	58
Fig. 2.10 : (a) segmentation d'une boucle sous forme elliptique, (b) parois métalliques entourant l'antenne, (c) bande passante de l'antenne [12].	58
Fig. 2.11 : (a) antenne circulaire segmentée [11], (b) bande passante de l'antenne [11].	59
Fig. 2.12 : Antenne DOBKIN à éléments discrets [13] : (a) premier exemple de boucle à 5 cm de diamètre avec des éléments discrets insérés (b) deuxième exemple de boucle à 5 cm de diamètre avec des éléments discrets insérés (c) courant circulant sur la boucle dans le même sens avec les capacités intégrées,	59
Fig. 2.13 : (a) antenne segmentée avec C couplées [14], (b) forme de la capacité distribuée, (c) bande passante de l'antenne [14].	60
Fig. 2.14 : (a) antenne boucle circulaire avec capacités inter-digitées, (b) schéma de la capacité inter-digitée qui se modélise à l'aide d'un circuit RLC, (c) tags RFID utilisés pour la caractérisation de l'antenne [15]	61
Fig. 2.15 : (a) design de l'antenne basée sur l'ajout de lignes à retard [16], (b) circulation de courant sur l'antenne [16].	62
Fig. 2.16 : (a) géométrie d'une antenne bouche non planaire [17], (b) zones de lecture sur différents plans de l'antenne [17]. la communication est obtenue sur les zones repérées en noir	63
Fig. 2.17 : Principe de fonctionnement d'une antenne basée sur l'obtention de courants opposés (ODC) : (a) sens des courants sur les deux dipôles, (b) champs magnétiques produits par les deux dipôles qui superposent [18]	64
Fig. 2.18 : (a) comparaison entre le champ magnétique créé par un seul dipôle et deux dipôles, (b) effet de la distance séparant deux dipôles suivant l'axe x sur l'amplitude du champ magnétique [18]. <i>Dans cette étude un seul des dipôles est excité comme le montre le schéma en bas à droite.</i>	64
Fig. 2.19 : (a) géométrie de l'antenne dipôle de type ODC [18], (b) zone de lecture pour l'antenne [18].	65

Fig. 2.20 : (a) géométrie de l'antenne dipôle [19], (b) phénomène de l'ODC produit le long de l'antenne [19]	66
Fig. 2.20 : (a) zone de lecture déterminée par simulation selon le critère de -20dBA/m : répartition du champ magnétique (composante Hz) à $z=5\text{cm}$ [19], (b) banc de mesure [19] ..	66
Fig. 2.21: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée Fig. 2.4a [2], coefficient de réflexion de l'antenne boucle segmentée comparaison avec la mesure présente dans [1] (données article).....	69
Fig. 2.22: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée Fig. 2.4a [2], (a) coefficient de réflexion de l'antenne boucle segmentée, deuxième simulation avec des modifications géométriques pour se rapprocher de la courbe de mesure présentée de [2], (b) données sur l'impédance de la ligne d'excitation.....	69
Fig. 2.23: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne boucle segmentée présentée [2], composante normale de champ magnétique Hz, (a) $z=13\text{ cm}$ $f=900\text{ MHz}$, (b) $z=14\text{ cm}$, $f=868\text{ MHz}$	69
Fig. 2.24: Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle segmentée redimensionnée à 868 MHz : (a) géométrie de l'antenne, (b) réponse fréquentielle de l'antenne, paramètre S_{11}	70
Fig. 2.26: Antenne boucle en « C », elle a été obtenue d'après les informations présentées dans [14]. (a) géométrie de l'antenne, (b) comparaison des simulations : courbes de référence extraites de [14], rétro simulations HFSS et CST.	71
Fig. 2.27: Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle en « C » (Design le plus proche possible de la référence). Répartition du champ magnétique Hz sur la structure d'antenne à $z=12\text{ cm}$, $f=900\text{ MHz}$	72
Fig. 2.28 : Résultats obtenus par retro simulation. Antenne boucle en « C » redimensionnée à 868 MHz : (a) configuration 1, (b) configuration 2, (c) coefficient de réflexion pour les configurations 1 et 2.	73
Fig. 2.30: Antenne courants opposés, (a) structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion de l'antenne, comparaison entre les retro-simulations effectuées sur CST et les courbes de référence extraites de [18].	74
Fig. 2.31: Résultats obtenus par retro simulation de l'antenne dipôle fonctionnant sur le principe de courants opposés, (a) répartition des densités de courant opposés sur l'antenne à la fréquence de résonance, (b) répartition du champ magnétique Hz à $z=10\text{ cm}$ à la fréquence de résonance.	75
Fig. 2.32 : Antenne dipôle redimensionnée à 868 MHz : (a) répartition de la composante normale du champ magnétique Hz, (b) coefficient de réflexion de l'antenne redimensionnée	75

Chapitre 3

Technique de segmentation

Sommaire du chapitre 3

Sommaire du chapitre 3	81
1. Introduction	83
2. Problematique de la repartition de courant dans la conception d'antennes en forme de boucle a travers l'etude de la densite de courant	83
2.1. Etude comparative de la circulation de la densite de courant sur les antennes boucles en bande HF et UHF	84
2.2. Mise en evidence de l'apport d'une circulation de courant uniforme sur la conception des antennes boucle pour des applications NF RFID UHF	86
2.2.1. Technique de segmentation	87
2.2.2. Constat sur les antennes retro simulées	88
2.3. Bilan	92
3. Methodologie de conception d'antenne boucle segmentee pour des applications NF RFID UHF	93
3.1. Problématiques soulevees et constatations.....	93
3.2. Description de la methodologie de conception.....	95
3.3. Description et validation des modeles utilises dans la methodologie de conception	96
3.3.1. Modèle analytique : cas d'une boucle circulaire avec distribution linéique de courant.	96
3.3.2. Présentation de l'outil de calcul numérique [6] (modèle numérique)	99
3.3.3. Procédure de validation des modèles	101
3.3.4. Résultat de validation	103
3.3.5. Limites et performances du modèle théorique (analytique)	105
3.3.6. Modèle de simulation : approche de segmentation	108
4. Design d'une antenne boucle champ proche : application de la methodologie proposée	111
4.1. Resultats de simulation	113
4.2. Realisation et mesure	114
4.3. Caracterisation de la zone de lecture de l'antenne	116
5. Conclusion	117
Références du chapitre 3	120
Liste des figures du chapitre 3	121

Chapitre 3

Technique de segmentation

1. Introduction

Parmi les techniques les plus performantes pour la conception d'antennes lecteur RFID UHF champ proche de type boucle, nous nous intéressons tout particulièrement à la technique dite de segmentation. Dans ce chapitre, nous étudierons cette technique, son impact et son importance à travers un exemple de conception, à savoir une antenne boucle circulaire segmentée dédiée à des applications RFID UHF champ proche.

2. Problématique de la répartition de courant dans la conception d'antennes en forme de boucle à travers l'étude de la densité de courant

L'intégration de la RFID UHF pour lectures de type champ proche implique des nouvelles contraintes sur la conception des antennes lecteurs surtout pour les géométries en forme de boucle. En effet, aux fréquences UHF, et compte tenu des zones de lectures que nous cherchons à couvrir, les dimensions des antennes sont comparables à la longueur d'onde λ : la zone de lecture recherchée est de moyenne 20 cm de côté soit un périmètre de 80 cm et la longueur d'onde sur la fréquence centrale de la bande RFID UHF (860-960) 910 MHz est égale à 32 cm dans le vide. Ceci implique que la répartition du courant sur l'antenne n'est plus constante. De ce fait, l'intensité du champ magnétique est fortement dégradée. En effet, le courant s'annule à chaque demi-longueur d'onde tout en changeant de sens. Par exemple, pour une boucle de périmètre 1.5λ , son courant va s'annuler trois fois.

En général, sur une ligne de longueur physique largement inférieure à la demi-longueur d'onde, le courant garde le même sens. Cependant, sur une ligne largement supérieure à la longueur d'onde, le courant s'annule en plusieurs reprises et par la suite sa circulation est perturbée le long de la ligne et l'intensité de courant diminue. Afin de mettre en évidence cette problématique, nous prenons comme exemple des antennes des tags RFID HF; la longueur d'onde à 13.56 MHz est de 22.12 m. A côté de ce cela, pour des raisons avant tout pratiques (dimensions des objets à tagger), les dimensions des tags sont de l'ordre de quelques

centimètres de côté avec des longueurs totales – une fois la boucle déroulée – de l'ordre de $\lambda/20$ (25 cm par spires, 4 spires pour un tag HF standard). Nous nous retrouvons clairement dans le cas où les géométries sont petites comparées à la longueur d'onde. C'est également le cas pour les antennes coté lecteur. Ainsi, le champ magnétique obtenu en champ proche est important, plutôt uniforme autour de l'antenne. Pour les antennes UHF, par analogie, c'est-à-dire en gardant un périmètre total pour la boucle égale à $\lambda/20$ ($\lambda=30$ cm à 900 MHz) comme précédemment, les dimensions de l'antenne seront de l'ordre du centimètre. Le courant est ainsi constant et le champ magnétique globalement uniforme comme en HF. Nous expliquons ainsi très simplement pourquoi les tags UHF champ proche peuvent avoir des dimensions très réduites par rapport aux tags HF. En revanche, coté lecteur, ce principe ne va pas pouvoir être utilisé tel quel. En effet, en pratique, il faut assurer une surface de lecture importante (de l'ordre de la dizaine de centimètre de côté) ce qui n'est pas compatible avec l'utilisation d'une seule petite boucle présentant un périmètre largement inférieur à la longueur d'onde. Dit autrement, en utilisant des dimensions comparables à celles utilisées en HF (dimensions de l'ordre de la dizaine de centimètres pour le diamètre de la boucle) pour réaliser des antennes boucles UHF, ces dernières vont avoir des circonférences du même ordre que la longueur d'onde. Ceci va causer l'apparition de courants en sens opposés (déphasés de 180°) le long de la boucle. Ce courant non uniforme va dégrader considérablement le champ magnétique autour de l'antenne.

2.1. Etude comparative de la circulation de la densité de courant sur les antennes boucles en bande HF et UHF

Nous présentons une étude comparative entre des designs de forme de boucle en bande UHF et HF au niveau de répartition de courant (la densité) et également le champ magnétique. Nous considérons deux antennes « boucle », l'une fonctionnant en bande HF à la fréquence 13.56 MHz (Fig. 3.1-a) et l'autre en bande UHF à la fréquence 868 MHz (Fig. 3.1-b). Elles ont toutes les deux un périmètre total C égale à $\lambda/2$ soit 10.8m pour 13.56 MHz et 17.28 cm pour 868 MHz $\lambda=2219$ cm et $\lambda=34.56$ cm respectivement pour 13.56 et 868 MHz). Une 3^{ème} antenne boucle UHF (Fig. 3.1-c) avec cette fois-ci un périmètre égal à 2λ (toujours à la fréquence 868 MHz, $\lambda=34.56$ cm) sera également considérée. Nous examinons à chaque fois la densité de courant (Fig. 3.2) et la répartition du champ magnétique. (Fig. 3.3) à la surface de l'antenne ($z=0.5$ mm, z étant défini sur la Fig. 3.1) pour les deux premières boucles.

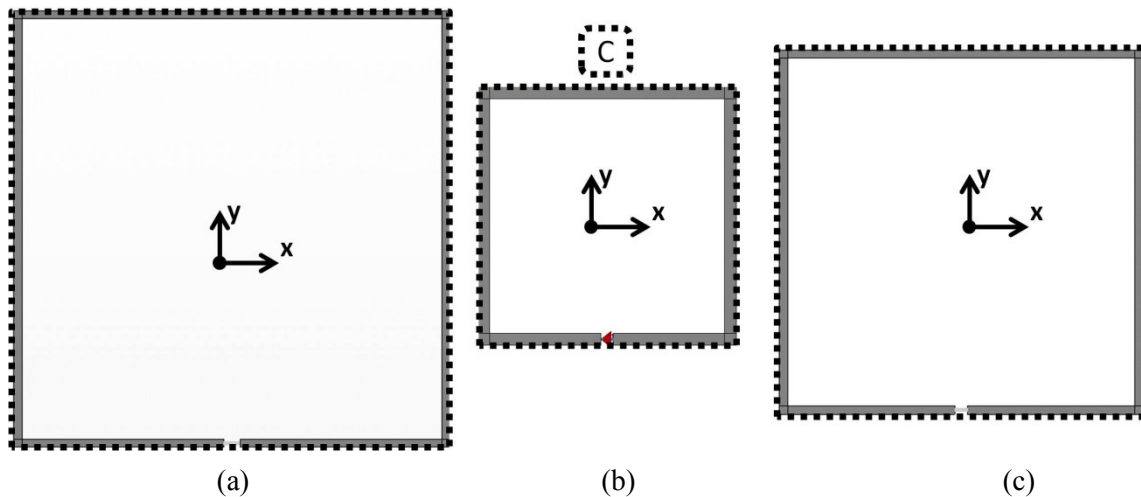


Fig. 3.1: Différentes boucles utilisées dans l'étude comparative : (a) antenne HF ($\lambda/2$) 10.8 m $C=10.8$ m, (b) antenne UHF ($\lambda/2$) $C=17.28$ cm, (c) antenne UHF (2λ) 69.12 cm

Nous représentons sur la Fig. 3.2 les résultats de simulation pour les boucles (3.1-a et 3.1-b en termes de répartition de courant (Fig. 3.2-a, Fig. 3.2-c) et répartition de champ magnétique à proximité de la surface de la boucle. Nous pouvons bien voir sur les Fig.s 3.2-a et 3.2-c que le courant est bien constant le long des boucles. Sa répartition est comparable entre les deux antennes. De plus le champ magnétique est uniforme pour les deux antennes boucles.

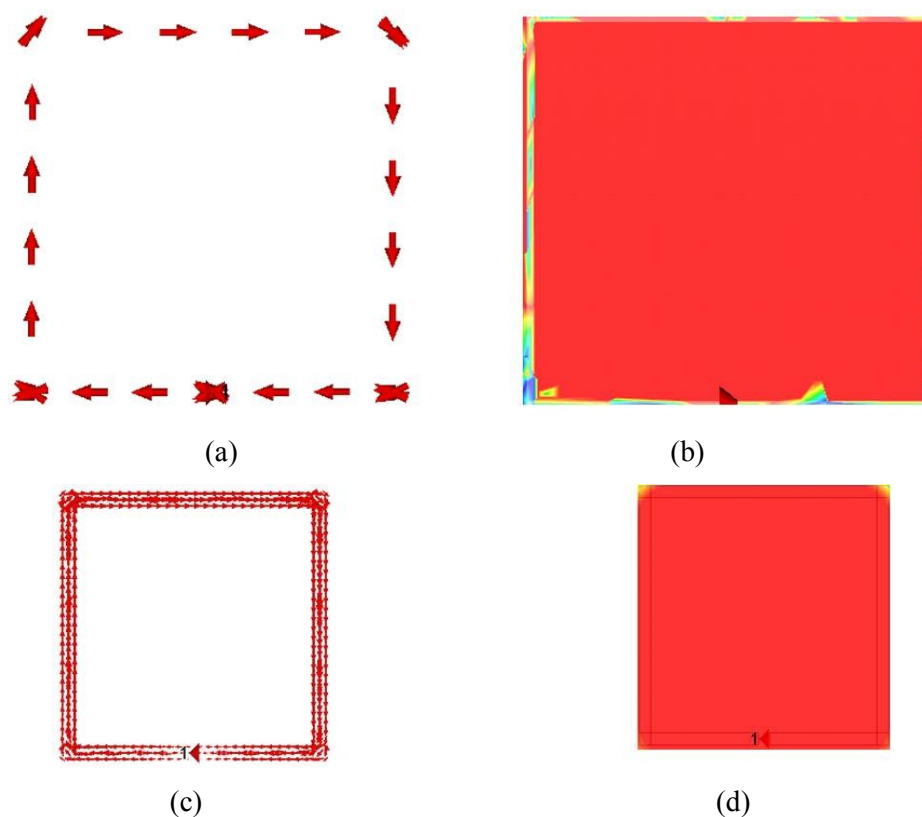


Fig. 3.2 : Résultats en courant et champ magnétique de l'étude comparative entre une boucle de HF ($\lambda/20$, 13.56 MHz) et une boucle UHF ($\lambda/20$, 868 MHz) : (a) répartition de courant pour l'antenne HF, (b) répartition du champ magnétique l'antenne HF, (c) répartition de courant pour l'antenne UHF, (d) répartition du champ magnétique l'antenne UHF

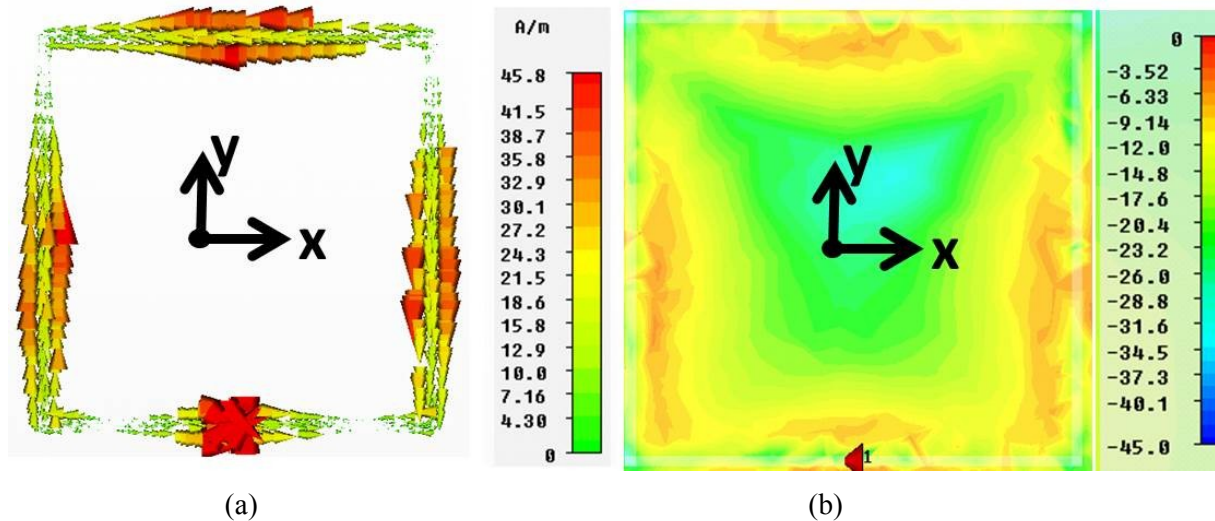


Fig. 3.3: Antenne boucle 2λ en bande 868 MHz. (a) Sens et intensité de courant. (b) Répartition du champ magnétique en surface en dBA/m ($z=0.5$ mm, $f=868$ MHz).

Cependant, sur la boucle de périmètre 2λ en bande 868 MHz, nous remarquons l'apparition de courants opposés (Fig. 3.4-a). Les courants s'annulent sur certaines parties de la boucle. Le champ magnétique n'est plus uniforme (Fig. 3.4-b). Nous prouvons très clairement à travers ces exemples l'importance de la répartition du courant sur les boucles.

2.2. Mise en évidence de l'apport d'une circulation de courant uniforme sur la conception des antennes boucle pour des applications NF RFID UHF

Nous venons de voir que la problématique majeure de conception des antennes boucles pour des applications RFID UHF champ proche est liée à la répartition du courant sur l'antenne. Nous s'appuyons toujours sur la comparaison des densités de courants produites sur les structures qui est l'information brute de l'outil de simulation utilisé. Des solutions ont été apportées pour s'affranchir au mieux de ce problème tout en restant sur des géométries de boucle. Plusieurs de ces approches introduites au deuxième chapitre ont été réétudiées. Nous distinguons en particulier la technique de segmentation et la technique d'intégration des capacités sur les antennes boucles. Le travail de retro-simulation porté sur les structures introduites sur les articles [1,2] dans le chapitre précédent est renforcé par certaines constations, interprétations sur les résultats de ces simulations et des modifications visant l'amélioration des performances de ces antennes. Nous nous intéressons particulièrement à la technique de segmentation où l'apport de son application va être évalué. Nous verrons par la suite que certaines modifications sur les designs [1,2] renforçant l'uniformité de courant contribuent à l'amélioration des performances en terme d'amplitude de champ magnétique.

2.2.1. Technique de segmentation

Afin de remédier au phénomène de dégradation de courant tout en gardant les mêmes dimensions de la boucle, on peut procéder à la segmentation de la boucle. En pratique, des modifications sont apportées à la boucle conventionnelle ce qui garde la forme initiale et en agissant uniquement sur la répartition du courant le long de la boucle. La technique de segmentation consiste à former la boucle à partir d'un ensemble de segments dont la longueur de chacun ne dépasse pas $\lambda/4$ suffisamment rapprochés pour un couplage optimale entre eux (Fig. 3.4-a). Cette segmentation crée une structure résonnante où chaque tronçon va présenter

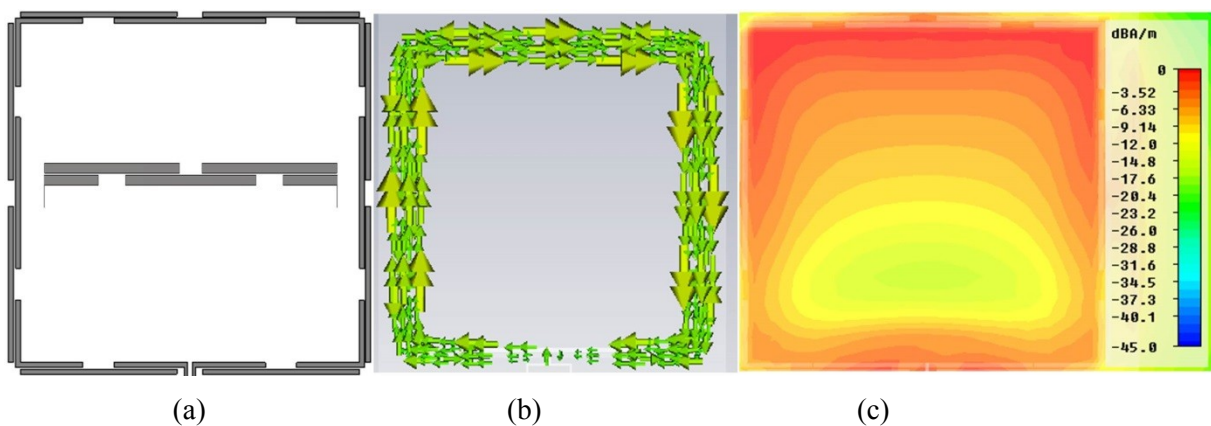


Fig. 3.4: (a) antenne segmentée UHF de type 2λ . (b) sens du courant sur la boucle segmentée. (c) répartition champ magnétique (composante Hz), $z=0.5\text{mm}$, $f=868\text{ MHz}$.

cette propriété intéressante (résonance) sur la répartition du courant. Ainsi les contributions des courants de chaque tronçons de circuit s'ajoutent pour obtenir au final un champ magnétique important. Nous obtenons un comportement qui d'une certaine manière rappelle celui observé en magnétostatique. En effet dans ce cas, nous rappelons que le champ magnétostatique produit par un élément de courant $d\vec{l}$ au point O, à une distance $r=OM$ s'écrit selon la loi de Biot-Savart :

$$\vec{dB} (M) = \frac{\mu_0 * I}{4 * \pi * OM^3} \vec{dl} \wedge \vec{OM} \quad (3.1) \text{ Avec } M \text{ le point d'observation, } O$$

origine du repère.

D'autres approches ont toutefois été mises en œuvre (chapitre 2) comme celle où une capacité distribuée en forme de « C » a été ajoutée au niveau de chaque espace entre deux brins conducteurs. Nous observons sur la Fig. 3.4-b montre une réelle amélioration au niveau des répartitions des courants sur la boucle, ceci comparativement à la même structure non segmentée présentée sur la Fig. 3.1-c. En effet, nous observons qu'il garde le même sens. C'est pourquoi le champ magnétique est plus important (Fig. 3.4-c). Nous pouvons voir que dans ce plan de coupe, l'amplitude du champ magnétique minimum dans la boucle est égale à

-12 dBA/m alors que dans le cas de l'antenne 2λ UHF non segmentée (3.1-c, 3.2-c, 3.3-c), le champ magnétique minimum est lui de -34 dBA/m). Il est de même bien plus uniforme au niveau de la surface de l'antenne (Fig. 3.4-c). Nous notons toutefois que la conception basée sur la technique de segmentation passe toujours par un processus d'optimisation pour les paramètres géométriques notamment les longueurs des segments et les espacements entre eux. Une fois segmentée, la structure devient résonnante, il est donc important qu'elle résonne à la fréquence d'utilisation souhaitée.

2.2.2. Constat sur les antennes retro simulées

L'étude présentée ci-dessus montre que créer une répartition de courant la plus constante possible sur des formes de type boucles de longueur électrique importante permet de produire un champ magnétique compatible avec une lecture de type champ proche. Ceci est possible en appliquant certaines techniques de conception spécifiques permettant l'obtention d'un courant constant sur des dimensions importantes. Nous examinons du plus près la densité de courant sur les deux designs d'antenne boucle déjà décrits dans le chapitre précédent utilisant deux techniques différentes : La boucle segmentée [1] et l'antenne boucle carrée avec des capacités en forme de « C » [2]. Nous essayerons suivants les résultats des constats d'améliorer la circulation en introduisons certaines améliorations.

2.2.2.1. Impact du couplage capacitif entre chaque brin

L'antenne de périmètre totale égale à 1.8λ [2] est redimensionnée pour fonctionner dans la bande 868 MHz. Nous étudions la densité de courant circulant sur la boucle en particulier au niveau des capacités distribuées en forme de « C » à la fréquence 868 MHz. Nous pouvons remarquer sur la Fig. 3.5 que certains courants s'opposent au niveau de la

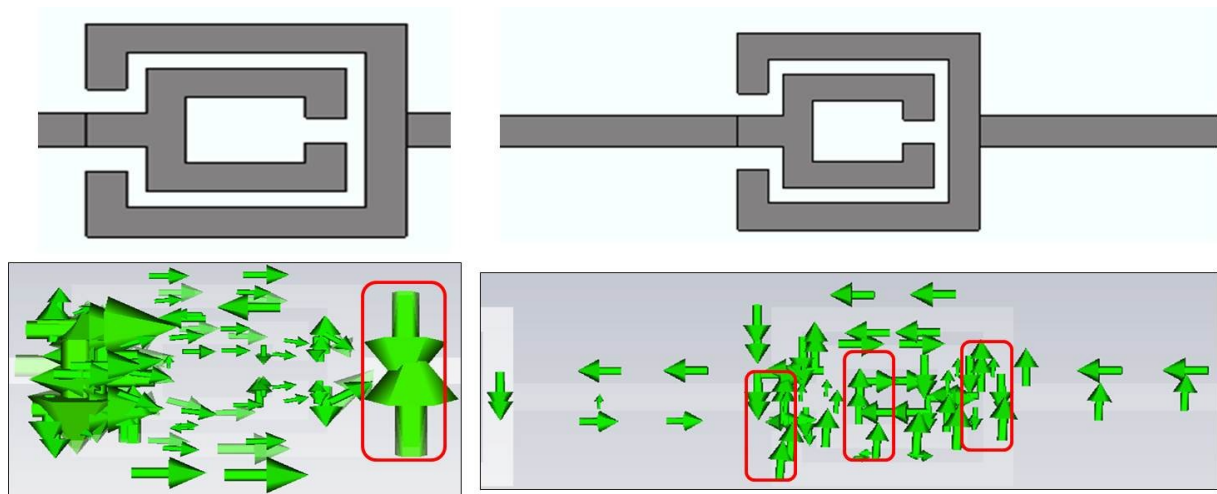


Fig. 3.5 : Densité de courant (A/m) au niveau de la capacité en forme de « C » pour l'antenne boucle carrée de [2] redimensionnée à la fréquence 868 MHz.

capacité. Ce qui atténue le courant à la sortie ou entrée de ces capacités. Nous voyons ici qu'il serait préférable de garder toujours un courant dans le même sens le long de la boucle. Une manière simple de réduire ce phénomène consiste à découper les « C » couplées de manière à favoriser un seul sens de courant au niveau de la capacité (Fig. 3.6). Nous constatons que le découpage des capacités en « C » favorise un seul sens de propagation au niveau des capacités et éliminant les trajets opposés de courant ce qui implique une circulation en sens unique du courant le long de la boucle.

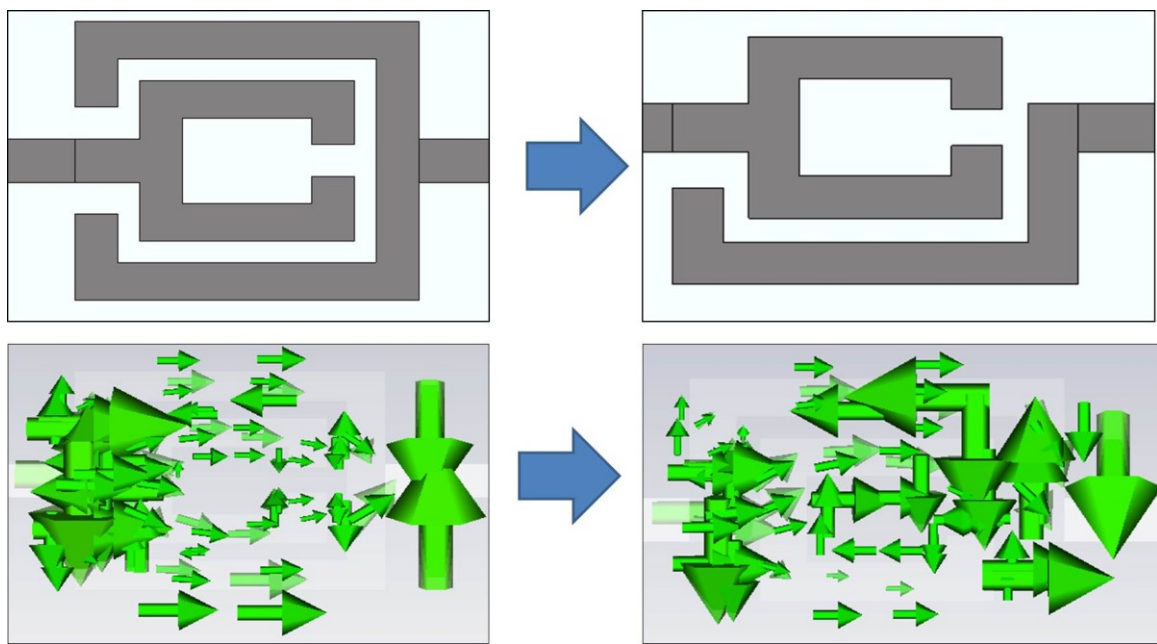


Fig. 3.6 : Capacité découpée et impact sur la circulation de courant

Plusieurs configurations sont testées, les résultats sont présentés Fig. 3.7. Nous distinguons une configuration où la demi-capacité est orientée vers l'intérieur de la boucle (Fig. 3.7-a) et une deuxième avec une orientation vers l'extérieur (Fig. 3.7-b). Un troisième test, non représenté sur la Fig. 3.8, consiste à alterner les orientations des demi-capacités. Nous comparons l'antenne avec les modifications apportées par rapport au design de référence (Fig. 3.7-c) au niveau du champ magnétique en zone proche. Quel que soit la configuration testée, nous enregistrons une amélioration sur le niveau du champ magnétique. Nous apercevons sur la Fig. 3.7 que l'uniformisation du courant permet de concentrer le champ magnétique au centre de la boucle. En effet, plus l'intensité et l'uniformité de courant est importante plus le champ magnétique demeure concentrée au centre de la boucle et ceci pour une hauteur z plus importante.

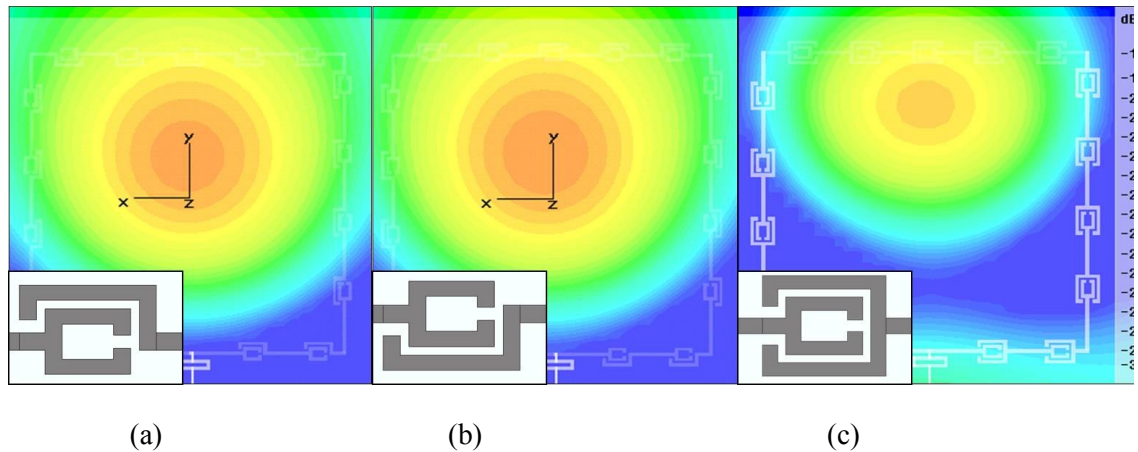


Fig. 3.7 : Amélioration de la répartition du champ magnétique à $z=12$ cm à la fréquence 868 MHz : (a) configuration demi-capacité intérieure, (b) configuration demi-capacité extérieure, (c) configuration de référence

2.2.2.2. Imbrication de boucles les unes dans les autres

- La boucle carrée à « C » couplés [2]

Une deuxième alternative pour optimiser la répartition du champ magnétique sur la surface de l'antenne consiste à insérer des boucles de tailles différentes dans la boucle principale. Nous obtenons ainsi de meilleurs résultats lorsque deux boucles sont imbriquées. La position et la taille des boucles imbriquées sont également optimisées. Nous notons sur la Fig. 3.8, une amélioration significative de la répartition et de l'amplitude du champ magnétique à une hauteur $z=10$ cm de l'antenne (Fig. 3.8-b) par rapport au design de références sans boucles imbriquées (Fig. 3.8-a).

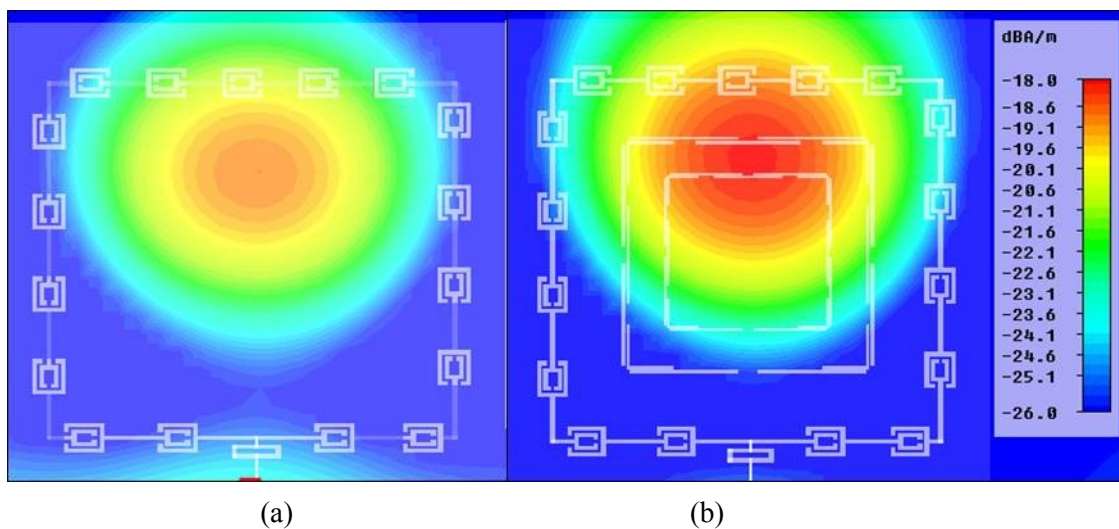


Fig. 3.8: Composante normale du champ magnétique Hz de l'antenne boucle en « C » couplés à 900 MHz ($z=10$ cm) : (a) antenne de référence, (b) antenne avec boucles imbriquées

Tableau 3-1 : Variation de l'adaptation pour les différentes configurations, notées de 1 à 4, d'antennes segmentées. Les configurations sont présentées Fig. 3.10.

868 MHz	Référence	B ₁	B ₂	B ₃	B ₄
S ₁₁ (dB)@868 MHz	-13.66	-17.88	13.33	-15.33	-13.3
S ₁₁ (dB) @915 MHz	-16.68	-15.22	-16.97	-16.27	-17.15

- La boucle segmentée, couplage brins parallèles [1]

Afin d'améliorer la distribution du champ magnétique sur la surface de l'antenne, une deuxième boucle segmentée a été insérée à l'intérieur de la boucle principale comme le montre la Fig. 3.9. On désigne par « B_i, {1,2,3,4} » la boucle que l'on a ajoutée. Les

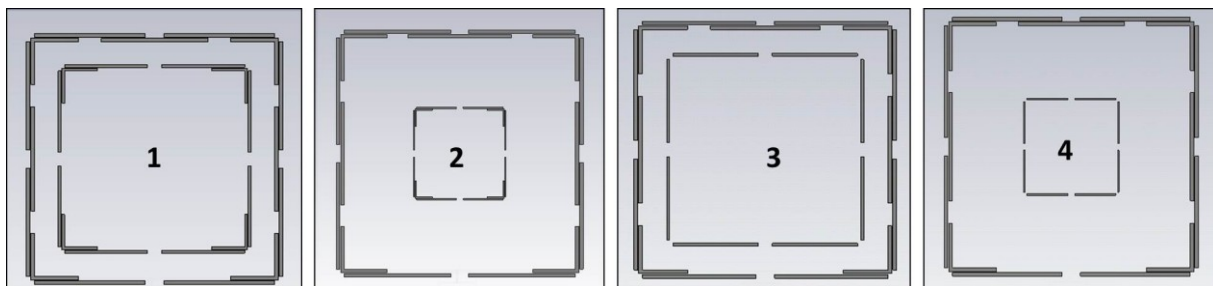


Fig. 3.9 : Technique d'amélioration du champ magnétique : imbrication d'une deuxième boucle dans l'antenne de référence. Présentation des différentes configurations testées. configurations sont illustrées sur la (Fig. 3.9). Une étude sur la taille, la position et la disposition des boucles B_i a été menée pour aboutir à uniformiser au mieux le courant sur la boucle principale. Ainsi, différentes configurations ont été simulées en faisant varier la taille de la boucle. Le premier constat est que cette boucle imbriquée n'affecte pas le niveau d'adaptation de l'antenne (Tableau 3-1) sur les deux bandes 868 MHz et 915 MHz.

La répartition du champ magnétique à la fréquence de résonance est le critère choisi pour sélectionner la forme optimale entre les configurations testées qui peut être aussi repérée par la répartition du champ magnétique. Nous pouvons voir que la boucle B₁ est la configuration qui assure l'amplification la plus élevée du champ magnétique et ceci pour les deux fréquences RFID 868 et 915 MHz. Dans ce cas, le champ magnétique est plus intense que celui généré par la boucle de référence. Comme nous le notons sur la Fig. 3.10, l'intégration de la boucle améliore la répartition du courant et par suite élargit la zone de champ magnétique.

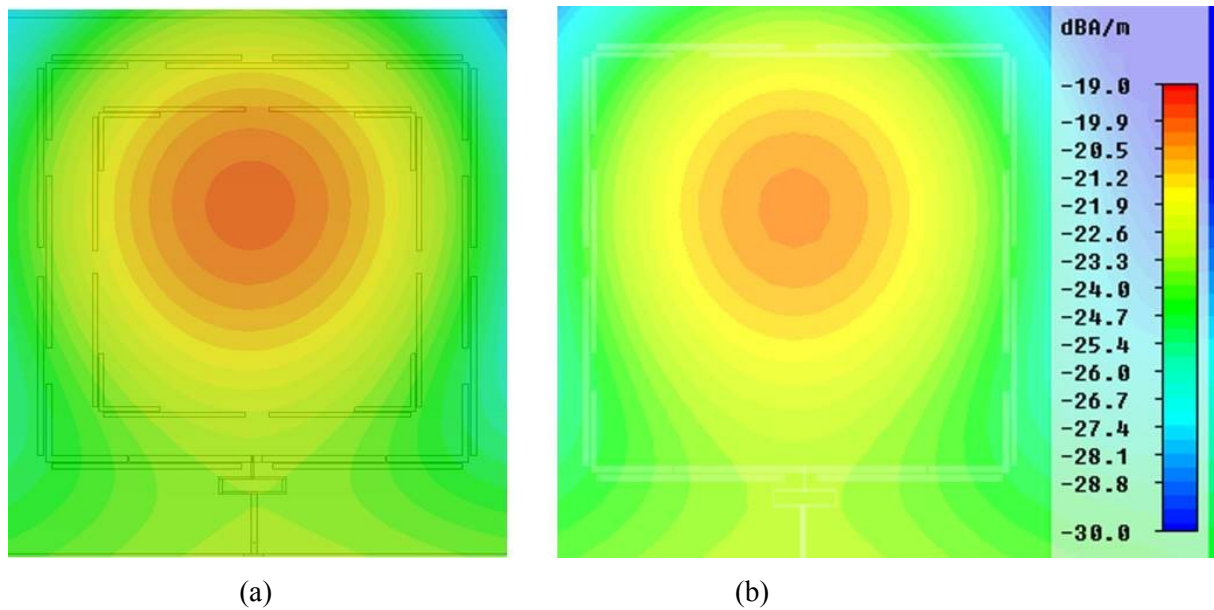


Fig. 3.10 : Technique d'amélioration du champ magnétique en imbriquant une deuxième boucle dans l'antenne de référence : $z=13$ cm et $f= 868$ MHz: (a) Antenne segmentée redimensionnée à 868 MHz avec boucle intégrée (configuration 1), (b) Antenne segmentée redimensionnée à 868 MHz (référence).

2.2.2.3. Impact de la présence d'un plan réflecteur

Certains les designs cités ci-dessus ou dans le chapitre 2 ont été re-simulés avec un plan réflecteur placé à 4 cm au-dessous de l'antenne (Fig. 3.11, 3.12). Nous distinguons l'antenne boucle carré à « C » couplés [2] fonctionnant dans la bande 900 MHz (Fig. 3.11) et l'antenne segmentée redimensionnée à 868 MHz (Fig. 3.12). Le résultat de ce test montre clairement que l'utilisation d'un plan métallique au-dessous de l'ensemble de ces designs de type « boucle de courant » permet d'améliorer la zone de lecture. Ce plan réflecteur, placé à 4 cm au-dessous des designs, permet de favoriser la présence du champ au-dessus de l'antenne. Ce plan joue également un rôle d'isolation permettant d'assurer un fonctionnement stable de l'antenne en éliminant notamment certaines lectures parasites de tags.

Ainsi nous observons une amélioration significative sur la répartition du champ magnétique sur la partie supérieure de l'antenne qui correspond en pratique à la zone de lecture à favoriser. Sur toutes les structures simulées et en considérant qu'il faut une amplitude du champ Hz supérieure ou égale à -20 dB/m pour alimenter la puce, nous observons une augmentation de la zone de lecteur de 3 cm dans la direction opposé à la présence du plan de masse.

2.3. Bilan

Dans cette partie, différentes techniques simples (modification des pistes, plan réflecteur, imbrication des boucles) apportées au designs d'antenne boucle [1, 2] visant à améliorer les performances de lecture RFID de ces antennes ont été mises en œuvre. Cette approche

purement empirique permet de se conforter dans l'idée que pour garantir de bonnes performances de lecteur, le courant sur la boucle doit être le plus uniforme possible. Comme en magnéto-statique, cette répartition permet de concentrer le champ magnétique au centre de l'antenne et d'avoir ainsi une zone importante dans laquelle l'amplitude du champ est suffisamment élevée pour permettre d'activer le tag RFID « champ proche ». Par la suite nous reviendrons sur la technique de segmentation en adoptant cette fois-ci une vision plus analytique du problème.

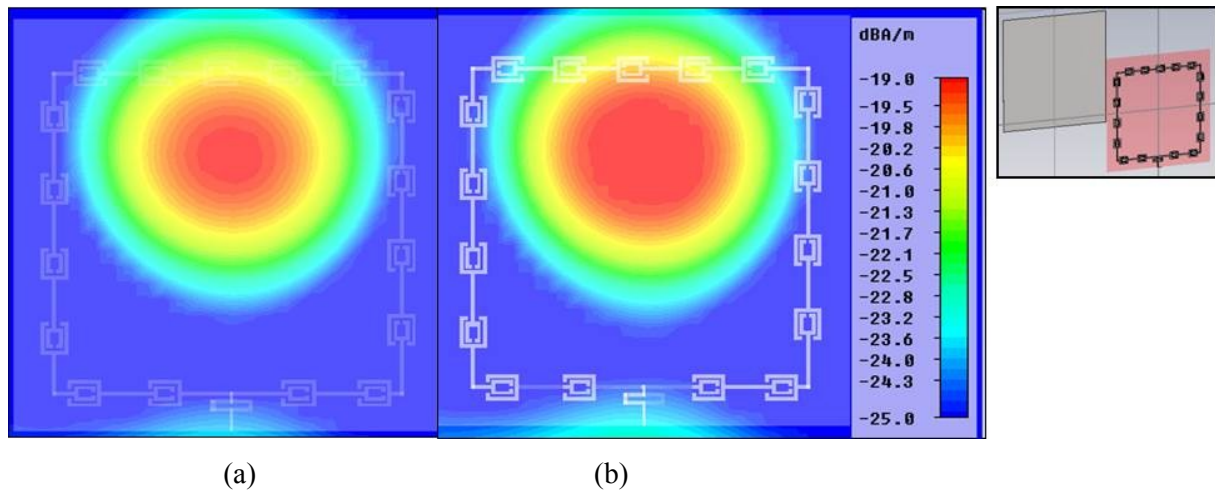


Fig. 3.11 : Technique d'amélioration basée sur l'utilisation d'un plan réflecteur en face arrière de l'antenne. Observation de la composante normale du champ magnétique (Hz) : de l'antenne à « C » couplés à 900 MHz ($z=10$ cm) (a) Sans plan réflecteur, (b) Avec plan réflecteur.

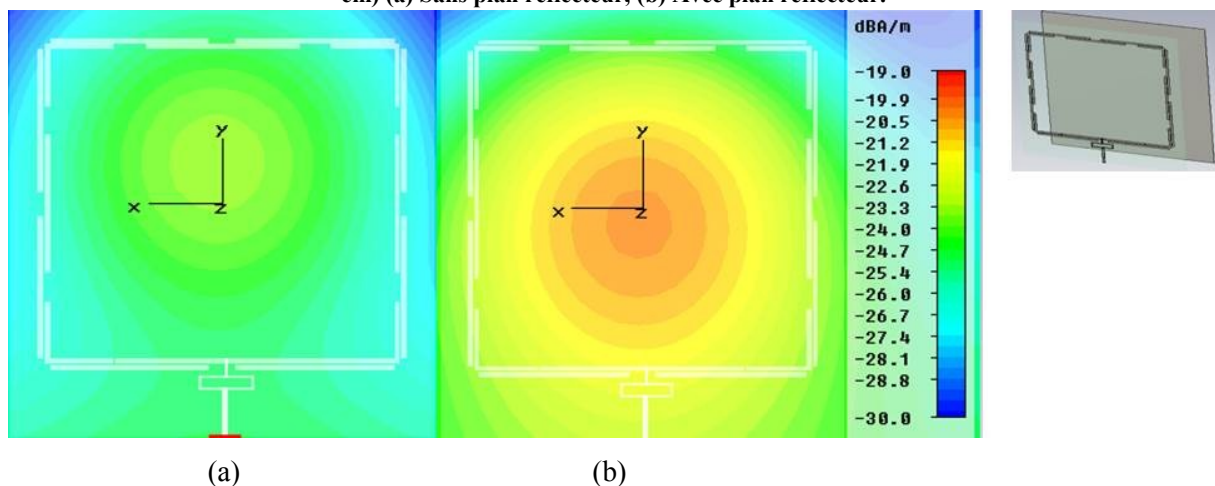


Fig. 3.12 : Technique d'amélioration basée sur l'utilisation d'un plan réflecteur en face arrière de l'antenne. Observation de la composante normale du champ magnétique (Hz) : de l'antenne segmentée à 868 MHz ($z=16$ cm) (a) Sans plan réflecteur, (b) Avec plan réflecteur.

3. Méthodologie de conception d'antenne boucle segmentée pour des applications NF RFID UHF

3.1. Problématiques soulevées et constatations

Les différentes approches mises en œuvre précédemment nous ont permis d'illustrer le fait qu'un courant circulant dans le même sens le long d'une boucle est attendu. Nous pouvons remarquer que c'est ce qui est recherché dans bon nombre d'articles [1, 2, 3,4], toutefois les approches utilisées restent toujours qualitatives et non quantitatives. Le champ magnétique, la distribution du courant et les résultats des essais pratiques de lecture RFID sont les indicateurs sur le niveau de performances obtenu. Ainsi, pour pouvoir mettre en place une véritable méthodologie de conception de ce type d'antennes, un modèle d'avantage analytique doit être introduit pour par exemple calculer le champ magnétique généré par n'importe quelle forme d'antenne boucle. Il permettra ainsi d'évaluer plus facilement les performances des antennes, et ceci avant toute simulation de type fullwave qui est généralement couteuse en temps de calcul et doit être utilisée avec parcimonie.

L'ensemble des configurations étudiées et présentées dans le chapitre 2 et la première partie de ce chapitre aussi nous a permis de dresser les constatations importantes suivantes :

-Les géométries des antennes étudiées restent très majoritairement des formes canoniques, et quel que soit la forme, les performances semblent rester assez comparables. Ainsi, il apparaît important d'être en mesure d'estimer d'un point de vue analytique, le lien qui unit le champ magnétique au rayon par exemple d'une antenne boucle. Il est ainsi possible d'en déduire la zone de fonctionnement maximale d'une antenne de ce type. En pratique, pour atteindre des distances de lecture supérieures (au-delà de la quinzaine de centimètres), une communication en champ lointain doit prendre le relais. Ceci se traduit par la nécessité dans ce cas, au niveau du tag, d'avoir non plus simplement une boucle mais une partie rayonnante. Cette coupure assez nette au niveau de la distance de fonctionnement est à relier au comportement du champ dans cette zone qui nous le verrons a tendance à décroître inversement proportionnel à la distance au cube et également le carré de la distance avec une proportionnalité moins importantes dans la zone proche de l'antenne.

-Dans bon nombre de configurations, il nous est apparu que même si cela n'était pas clairement mentionné, la boucle parcourue par un courant uniforme pouvait constituer - à l'image de ce qu'on observe analytiquement en magnétostatique - une structure très performante. L'amplitude du champ est directement reliée à la répartition du courant qui circule sur l'antenne. Un problème apparaît dès lors que l'on augmente la fréquence pour une géométrie donnée, dans ce cas les dimensions de la boucle deviennent de l'ordre de la longueur d'onde. Le courant sur la boucle n'est plus uniforme, et ce phénomène détériore totalement l'amplitude du champ et donc la distance de lecture. La segmentation et d'autres approches observées en littérature sont des techniques solutions pour cette problématique.

Elles visent l'uniformisation du courant sur la boucle. En revanche, les conceptions utilisant ces techniques sont basées essentiellement sur un travail d'optimisation sur les outils de simulation très conséquent en termes de temps et ressources [1, 2]. A partir de là, il était intéressant de définir une méthodologie de conception pour les antennes boucles ayant recours à des modèles analytiques et numérique minimisant le coût de simulation permettant de prévoir les performances de l'antenne à travers des simulations rapides.

D'autre part, il nous est paru important de faire le lien entre les constatations pratiques et la théorie de façon à pouvoir conclure plus facilement sur les performances qu'il est possible d'attendre de ces antennes. C'est pourquoi nous avons dans un premier temps choisis d'étudier une géométrie simple, à savoir la boucle circulaire de courant qui permet d'être décrite complètement par des expressions analytiques (c'est-à-dire d'avoir accès au champ proche pour d'une boucle de dimension grande par rapport à la longueur d'onde). Par la suite, avoir la possibilité d'explorer l'influence de la forme de la boucle sur la distance de lecture.

3.2. Description de la méthodologie de conception

La méthodologie proposée réunit trois modélisations de la boucle circulaire à savoir un modèle analytique [5], numérique [6] et le modèle de simulation électromagnétique 3D. Nous distinguons trois étapes pour la méthode de conception proposée. Une première étape qui constitue une étude préliminaire des performances du design à travers un modèle numérique et analytique. L'étude se focalise sur la variation du champ magnétique produit par une répartition de courant constante par rapport au rayon de la boucle, sa forme et l'intensité du courant circulant le long de la boucle. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser un code de calcul totalement ouvert et basé sur la Méthode des Moments. Ce code, contrairement à la plus part des logiciels de simulation EM couramment utilisés, permet de simuler des boucles en imposant directement le courant sur la géométrie étudiée. A partir de là, des études comparatives ont pu être effectuées pour monter par exemple l'influence de la forme sur les performances de l'antenne.

En deuxième étape, le design obtenu est modélisé sur un simulateur E.M 3D. La distribution de courant est maintenue constante par l'application de la technique de segmentation. En effet, la boucle (la taille et la forme) retenue est segmentée sur un outil de simulation 3D avec également un travail sur l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à la source d'excitation prévue. Ces antennes ne pouvant exister sous cette forme compte tenu de la fréquence et des dimensions recherchée, il convient donc pour les réaliser en pratique en mettant en œuvre la technique de segmentation. En effet, une fois la forme de l'antenne

obtenue, la boucle conductrice est segmentée en d'autres termes découpée de manière à uniformiser le courant qui sera crée cette fois ci en connectant l'antenne à un générateur. Cette dernière étape est réalisée sur le logiciel CST. Elle s'accompagne de l'ajout d'un circuit d'adaptation qui favorise la résonance de la boucle.

3.3. Description et validation des modèles utilisés dans la méthodologie de conception

3.3.1. Modèle analytique : cas d'une boucle circulaire avec distribution linéique de courant.

- Approximations et cas étudié

La résolution des équations de maxwell pour le cas d'une boucle de courant (Fig. 3.13) conduit à une expression du potentiel vecteur \mathcal{A} relativement complexe comme le montre l'équation (3.2). Nous obtenons ainsi une expression générale du potentiel vecteur créé par une boucle de courant [7]. I_0 est la valeur du courant considéré comme constant et circulant sur la boucle, β est le vecteur d'onde, μ la perméabilité du vide.

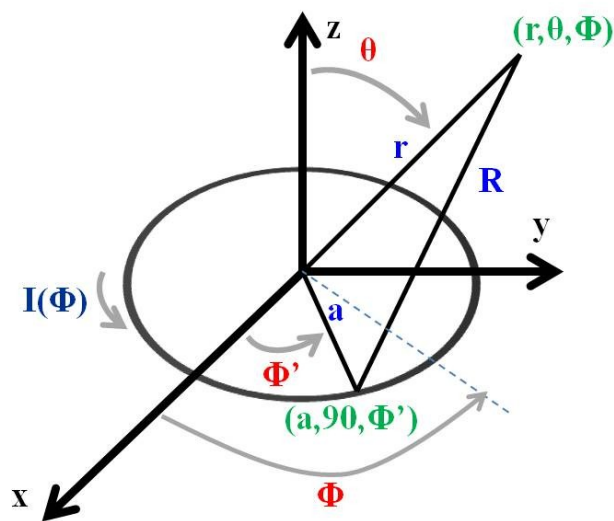


Fig. 3.13: Position du problème : cas de la boucle circulaire parcourue par un courant linéique, de rayon a . r est la distance entre le centre du repère et le point d'observation.

$$A_\phi = (a\mu I_0 / 4\pi) \int_0^{2\pi} \cos(\phi') \frac{\exp(-j\beta\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \sin(\theta) \cos(\phi')})}{\sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \sin(\theta) \cos(\phi')}} d\phi' \quad (3.2)$$

$$R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \sin(\theta) \cos(\phi')}$$

Un moyen simple d'utiliser cette expression consiste à réaliser les approximations suivantes :

- En zone de champ loin ($a \ll r$) $R \approx r$, ce qui donne l'équation (3.3.1).

$$H_{\theta} = -\frac{\alpha\beta I_0}{2r} e^{-i\beta r} J_1(\beta a \sin(\theta)) \quad (3.3.2)$$

J1 : équation de Bessel de 1^{er} ordre

Le champ magnétique est plutôt sur circulaire suivant θ

- Etudier les boucles dont le rayon a est faible par rapport à la longueur d'onde (ce qui revient à considérer $a \rightarrow 0$) l'intégrale de l'équation 3.2 se réduit et on obtient la relation (3.4.1).

$$\frac{\exp(-jk\sqrt{r^2+a^2-2ar\sin(\theta)\cos(\phi')})}{\sqrt{r^2+a^2-2ar\sin(\theta)\cos(\phi')}} d\phi' = \exp(-jkr) \left[\frac{1}{r} + a \left(\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin(\theta) \cos(\phi') \right] \quad (3.4.1)$$

Le champ magnétique est plutôt sur sa composante radiale exprimée sur la relation 3.4.2

$$H_r = j \frac{\beta a^2 I_0 \cos(\theta)}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{j\beta r} \right] e^{-i\beta r} \quad (3.4.2)$$

Les équations 3.3.2 et 3.4.2 donnent respectivement l'expression des champs magnétiques dans le cas des approximations utilisées pour obtenir les équations 3.3.1 et 3.4.1. Les notations utilisées sont décrites sur la Fig. 3.13.

Pour notre cas d'étude, compte tenu des dimensions souhaitées de l'antenne lecteur, la boucle doit avoir un rayon important et le champ magnétique doit être étudié en zone proche. Aucune des deux approximations décrites par (3.3) et (3.4) communément utilisées dans la littérature ne satisfait les contraintes de notre problématique.

Nous notons toutefois, qu'un développement analytique présentant une solution générale au problème est introduit dans [5]. La solution utilisée permet d'intégrer la relation 3.2 sans effectuer d'approximation autre que celle pourtant sur la préparation du courant. L'idée mise en œuvre consiste à chercher une solution décomposée sous la forme de séries. Ainsi [5], présente une expression exacte du potentiel vecteur A (3.5), I_0 étant toujours l'amplitude du courant sur la boucle. Cette expression est valable quel que soit la valeur du rayon de la boucle et à une distance r également quelconque.

$$A_{\phi}(r, \theta) = \frac{\beta a \mu I_0}{2i} e^{-\beta i R} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{2m-1} D^1_{mk} \frac{\left[\left(\frac{\beta^2 a r \sin(\theta)}{2} \right)^{2m-1} \right]}{(\beta R)^{2m+k}} \quad (3.5)$$

$$R = \sqrt{r^2 + a^2}$$

$$\text{avec } D^1_{mk} = \frac{(2m+k-1)! (-1)^m}{(2i)^k (2m-k-1)! k! m! (m-1)!} \quad D^2_{mk} = m D^1_{mk} \text{ pour } m \geq 1, k > 0$$

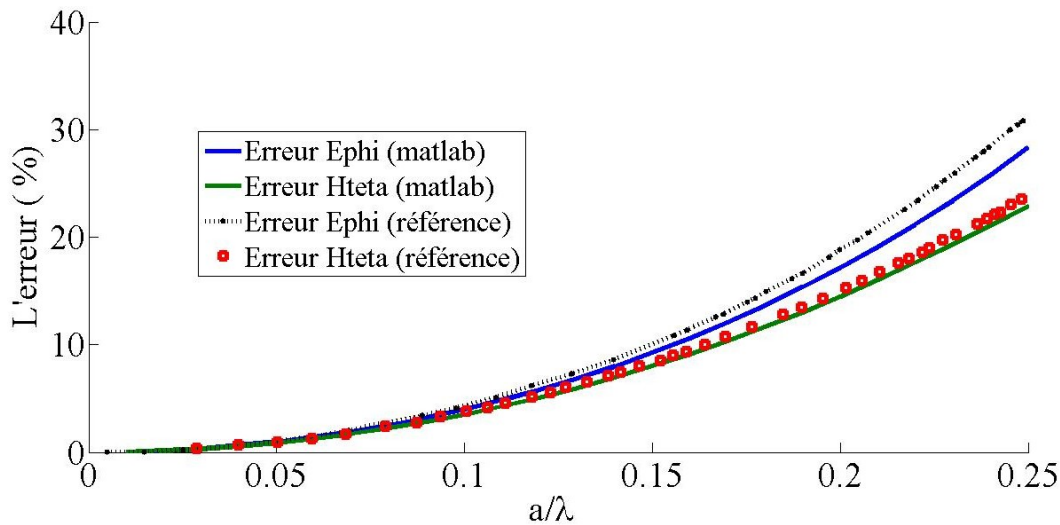


Fig. 3.14: Etude du champ magnétique créé par une boucle circulaire de courant. Pourcentage d'erreur entre l'approximation "petite boucle"(3.4.2) et l'expression du champ exact (3.6): comparaison des composantes H_θ et E_ϕ implémentées sur Matlab (notée MATLAB » sur la légende) avec les courbes de résultat présentes dans [5] (notée référence » sur la légende). B ».

$$D^1_{m0} = \begin{cases} -1, & m = 1 \\ -\frac{1}{m(m-1)} D^1_{m-10} & m > 1 \end{cases}$$

- Expression exacte des champs E.M. créés par une boucle circulaire de courant.

L'expression exacte du champ magnétique quelque soit a et r est explicitée dans la relation 3.6. Ce calcul a été implémenté sur MATLAB. Nous nous intéressons tout particulièrement à la composante H_r avec $\theta=0^\circ$ de manière à couvrir l'ensemble des points de l'axe z . Ce qui revient ainsi à considérer la composante normale au plan de la boucle H_z en pratique définie comme la direction privilégiée de la lecture du tag.

$$Hr = \frac{\beta(\beta a)^2 I_0 \cos(\theta)}{2i} e^{-\beta i R} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{2m-1} D^2_{mk} \frac{\left[\left(\frac{\beta^2 a r \sin(\theta)}{2} \right)^{2m-2} \right]}{(\beta R)^{2m+k}} \quad (3.6)$$

Les résultats présentés Fig. 3.14 permettent de valider le calcul par rapport aux données de [5]. Nous rappelons que le domaine de validité de 3.6 permet de calculer les champs E.M. créés par une boucle circulaire de rayon quelconque avec une distribution de courant constante sur la boucle. Cette approche analytique donne accès au champ E.M. en particulier le champ magnétique dans tout l'espace. Sur la Fig. 3.15, nous représentons la variation de la composante normale au plan de la boucle H_z du champ magnétique en fonction de r .

La relation 3.6 est une série de fonction dépendant de r ce qui permet d'évaluer la décroissance du champ magnétique en fonction de la distance par rapport à la boucle. Il

décroît en $1/r^3$ (zone de champ proche : $r=7$ cm) et lentement en $1/r^2$ (zone de champ lointain). Ceci se confirme avec les limites des zones de champ calculées à la fréquence 868 MHz pour les dimensions de la boucle données ($r=\lambda/2\pi$). Il faut noter que le comportement de R est équivalent à celui de r (3.3.1).

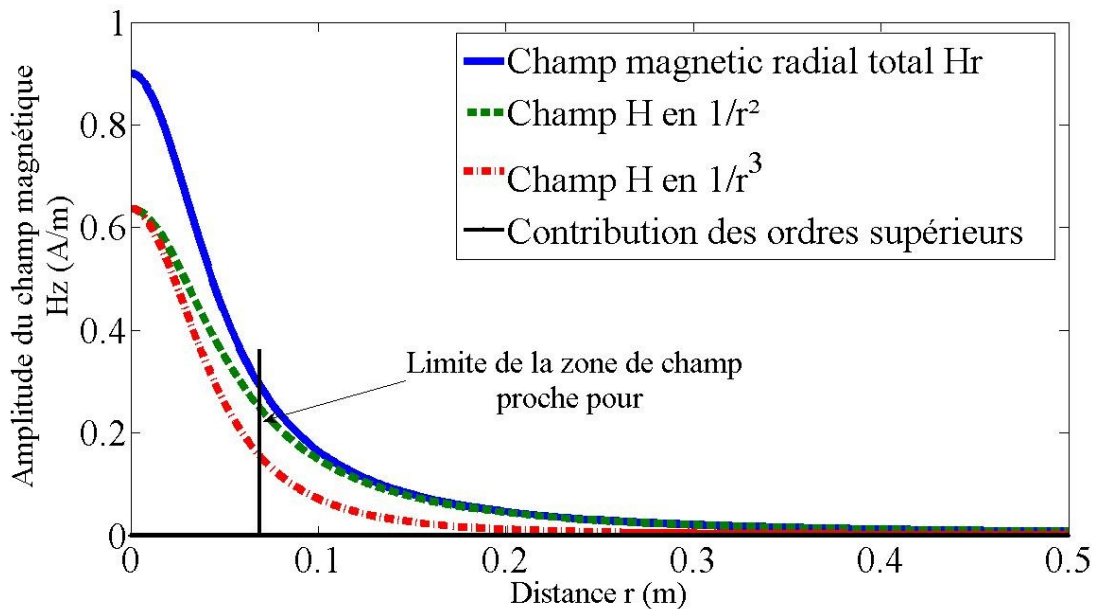


Fig. 1.15: différentes composantes du champ magnétique pour une boucle de courant de rayon $a=\lambda/2\pi$: variation du champ magnétique en fonction de la distance suivant l'approche analytique (3.5).

De manière à valider cette expression, mais surtout de manière à mettre en œuvre la méthodologie introduite précédemment, nous avons eu recours par la suite à un modèle numérique, également implémenté sur MATLAB qui permet de résoudre directement les équations de Maxwell en utilisant la Méthode des Moments.

3.3.2. Présentation de l'outil de calcul numérique [6] (modèle numérique)

Nous allons ici décrire brièvement l'outil de calcul numérique utilisé par la suite. C'est un outil développé sur MATLAB [6] permettant la résolution des équations de Maxwell en utilisant la Méthode des Moments. Le code est en accès libre, et permet la simulation de la plupart des géométries d'antennes simple à savoir le dipôle, le monopôle, la boucle, la fente, etc. Cet outil permet d'extraire à partir d'un maillage triangulaire, la matrice d'impédance de l'antenne. On peut par la suite imposer une source de tension au niveau d'une maille de la structure. A partir de là, en se servant de la loi d'ohm sous forme matricielle $V=ZI$, il en déduit la valeur du courant sur chaque élément de l'antenne. De cette façon, on peut obtenir la puissance d'excitation et l'impédance d'entrée. Ces résultats sont utilisés par la suite pour le calcul du champ E.M. (donné en coordonnées cartésiennes) mais également le gain, la

puissance de rayonnement et son diagramme de rayonnement. Cet outil offre bien sûr la possibilité d'étudier la structure en fonction de la fréquence.

Sur la Fig. 3.16, nous représentons les principales étapes de calcul de cet outil numérique. La génération des géométries est assurée par l'outil « PDETool » de MATLAB où l'on peut dessiner des structures à base faisant intervenir des formes canoniques (rectangle, cercle, ellipse). Nous pouvons également se servir d'un simple code MATLAB pour définir des contours quelconques.

Notre principal intérêt dans l'utilisation de ce code de calcul est lié au fait qu'il est possible d'imposer la répartition du courant sur la structure et d'en déduire les valeurs des champs générés. Par exemple, une façon simple de simuler une grande boucle avec un courant constant consiste à simuler la boucle en question à fréquence basse de manière à assurer une répartition uniforme du courant. Une fois cette répartition obtenue, il est possible d'utiliser la suite du programme tout en simulant l'antenne cette fois à la fréquence d'intérêt. On obtient, ainsi, le champ créé en n'importe quel point de l'espace à partir d'une boucle où le courant est constant. C'est cette méthode qui va être utilisée par la suite. Ceci nous permettra de comparer les résultats obtenus de cette manière avec la formule analytique décrite précédemment (3.6). Elle nous permettra par la suite de considérer d'autres formes de boucle que celle circulaire qui est la seule où un développement analytique est accessible. En revanche, la seule façon de comparer cet outil au logiciel de simulation CST est de simuler une structure réelle, c'est-à-dire dans ce cas la structure après segmentation. La seule autre solution est de simuler avec les trois approches une « petite boucle » de courant ceci uniquement pour une question de validation. Ce point sera détaillé par la suite.

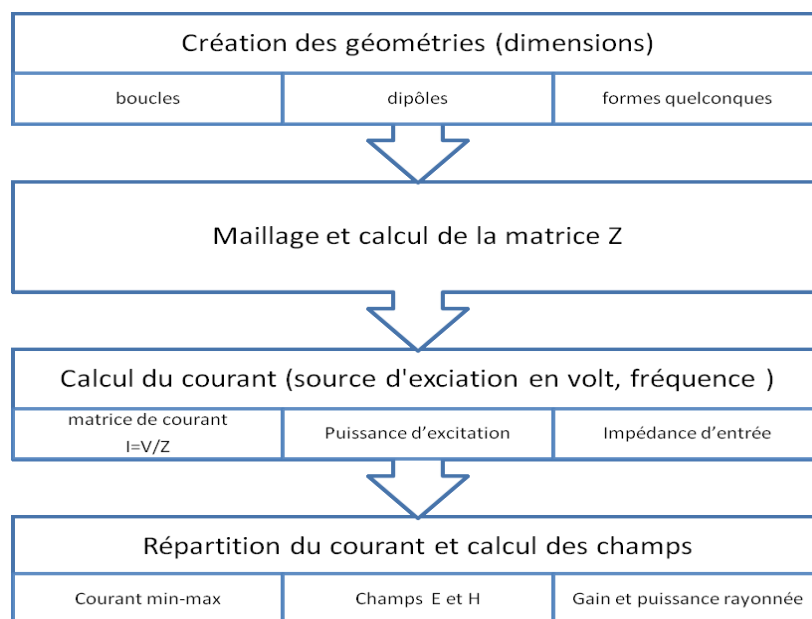


Fig. 3.16: Présentation des différentes étapes de calcul mises en œuvre dans l'outil numérique basé sur la Méthode des Moments (MoM), et implémenté sur Matlab [6].

3.3.3. Procédure de validation des modèles

Nous avons cherché ici à valider les différentes approches de calcul décrites ci-dessus afin de pouvoir les utiliser dans la procédure de conception de l'antenne champs proche déjà introduite. La comparaison entre les modèles appliqués sur des boucles circulaires de différente taille se fera à travers la superposition des courbes de champ magnétique (la composante normale) en fonction de la distance z . z étant l'axe normale à la surface de la boucle.

3.3.3.1. Comparaison du modèle numérique avec l'expression analytique.

La première étape consiste à comparer le résultat de calcul du champ entre l'outil numérique de MATLAB et l'expression analytique (3.6). Pour se faire, on choisit une « grande boucle », c'est-à-dire ici, une boucle circulaire de rayon $a=\lambda/2$ (λ calculée pour $f=868$ MHz). Pour pouvoir comparer avec l'expression analytique, on impose un courant constant sur l'antenne. La procédure décrite précédemment est mise en œuvre : l'antenne est dessinée sur l'outil numérique et un courant uniforme est imposée sur la boucle. La valeur du courant utilisée dans l'approche MoM est ensuite insérée dans l'expression analytique (3.6). Les résultats issus des deux méthodes de calcul sont présentés sur la Fig. 3.17. On observe ainsi une superposition parfaite des deux résultats. Nous validons ainsi la procédure sur l'outil numérique qui consiste à simuler une distribution uniforme de courant à partir d'une géométrie donnée.

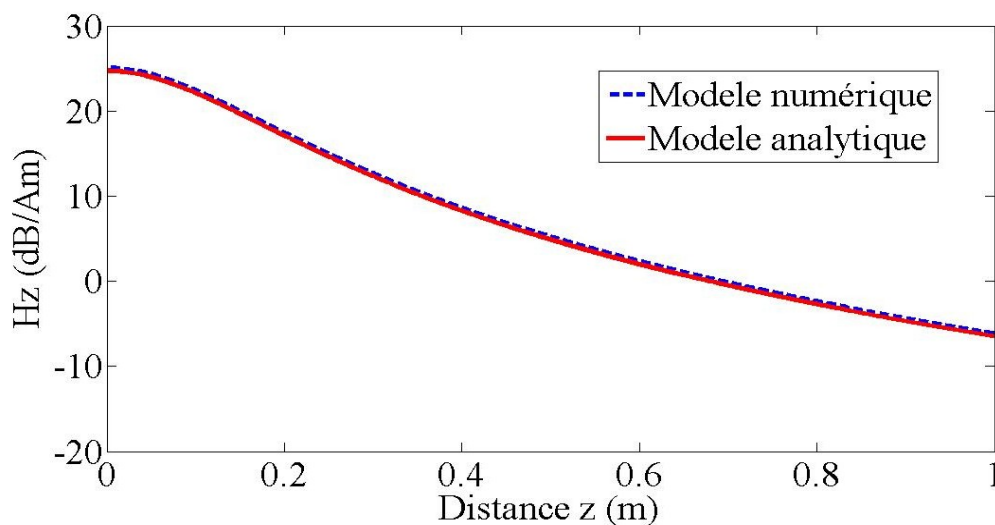


Fig. 3.17: Cas d'une boucle circulaire : comparaison du résultat de calcul du champ magnétique (composante Hz) entre l'outil numérique et l'expression analytique (3.6) pour une antenne boucle de rayon $a=\lambda/2=17.28$ cm, et une fréquence de 868 MHz, $I_0=1.8$ A.

3.3.3.2. Comparaison entre le modèle numérique, l'expression analytique et la simulation E.M. sous CST.

La deuxième étape consiste à rajouter une simulation sous CST pour la comparaison. On choisit pour cela une « petite boucle » c'est-à-dire de rayon $a=\lambda/20 = 1.728$ cm (λ calculée pour $f=868$ MHz). De cette manière, Nous assurons que le courant soit constant sur la boucle au niveau de simulateur électromagnétique 3D. Ce qui permet aussi d'utiliser l'expression analytique (3.6). Dans les deux autres cas, un port positionné sur la boucle servira pour exciter la structure. Nous utilisons les mêmes géométries, en effet, dans le cas CST et l'outil numérique, nous sommes obligés de définir la boucle comme étant une surface. Il convient dès lors de lui attribuer une largeur w identique dans les deux cas comme on peut le voir sur la

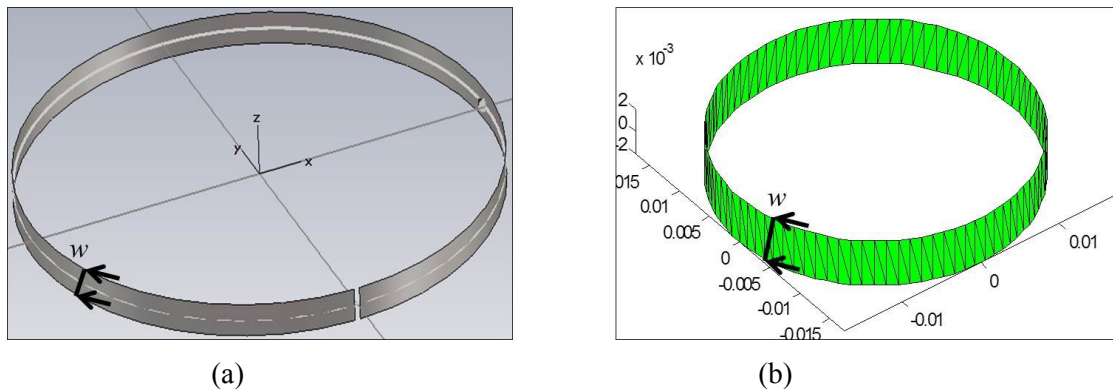


Fig. 3.18: Cas de la boucle circulaire de courant : schéma de la structure sur le simulateur CST (a) et sur l'outil numérique (b). Rayon $a=1.728$ cm, épaisseur $w=0.2$ cm

Fig. 3.18. Cette valeur reste faible par rapport au diamètre de la boucle ce qui influe très peu sur les résultats et permet une comparaison avec l'expression analytique qui elle décrit une distribution linéique de courant. De même, on choisit la même source d'excitation 1V pour CST et pour l'outil numérique (Fig. 3.18)

La Fig. 3.19 présente les résultats issus des trois calculs. Nous obtenons une parfaite correspondance ce qui permet de valider à la fois l'outil numérique ainsi que l'expression analytique. La valeur du courant I_0 utilisée dans l'expression analytique provient de l'outil numérique et égale à 3.2 mA Dans la suite, nous nous proposons de déterminer le courant circulant sur la boucle simulée sous CST à travers une démarche définie ci-dessous.

3.3.3.3. Extraction de la valeur du courant sur le simulateur full wave CST

Comme nous l'avons dit, jusqu'à présent, la valeur du courant I_0 imposée dans l'expression analytique est récupérée à partir de celle obtenue sur l'outil numérique. La démarche exposée ici consiste à extraire cette valeur directement à partir de CST. Pour ce faire, nous avons gardés les mêmes dimensions de l'antenne « petite boucle » ($a=\lambda/20$) étudiée

précédemment pour assurer la condition de courant constant. Nous avons par la suite mis en œuvre une démarche pour extraire simplement le courant sur le simulateur CST.

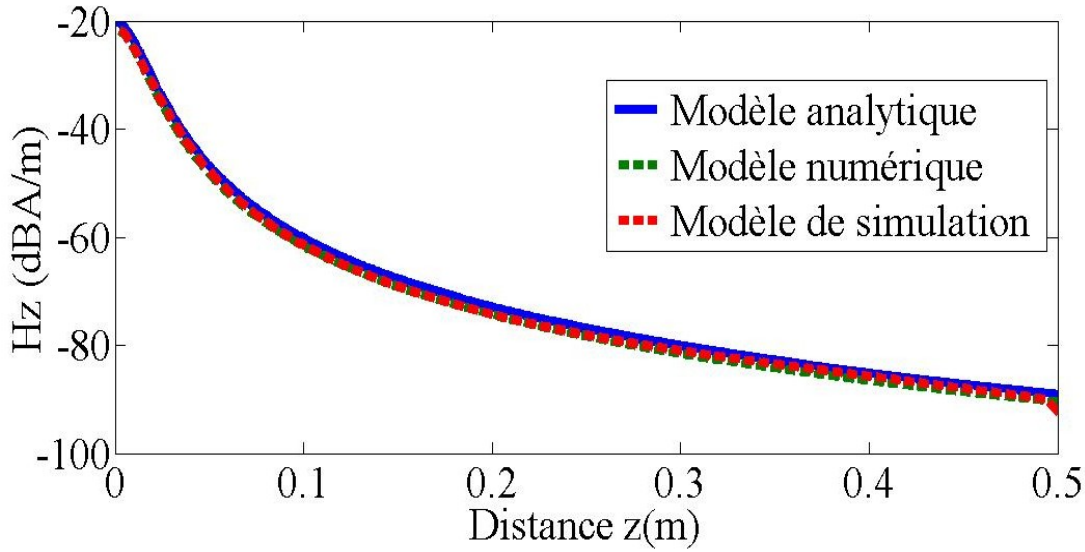


Fig. 3.19: Cas d'une boucle circulaire de courant : comparaison de la composante Hz du champ magnétique pour les 3 approches de calcul étudiés: analytique, numérique et la simulation sur CST. Boucle de rayon a=1.728 cm, courant I=3.2mA (déterminé sur l'outil numérique).

La démarche utilisée s'appuie sur le théorème d'Ampère (3.8). La méthode consiste à introduire un contour fermé (on prendra ici un cercle) centré sur une section de la boucle. Le calcul est valable à condition que le courant de déplacement (non pris en compte dans le théorème d'Ampère) soit faible. Dans la mesure où l'antenne est de type magnétique, la variation du champ électrique peut être considéré comme faible, d'autant plus si on considère un contour de petite dimension par rapport à la longueur d'onde ($\lambda=34.56$ cm).

Nous évaluons la circulation du champ magnétique sur ce contour, ce qui donne accès en utilisant le théorème d'Ampère (3.8) au courant qui traverse la surface s'appuyant sur le contour (Fig. 3.20).

$$\vec{B}(M) = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi r} \vec{e} \tag{3.8}$$

$$C = \oint \vec{B}(M) \cdot d\vec{l}(M)$$

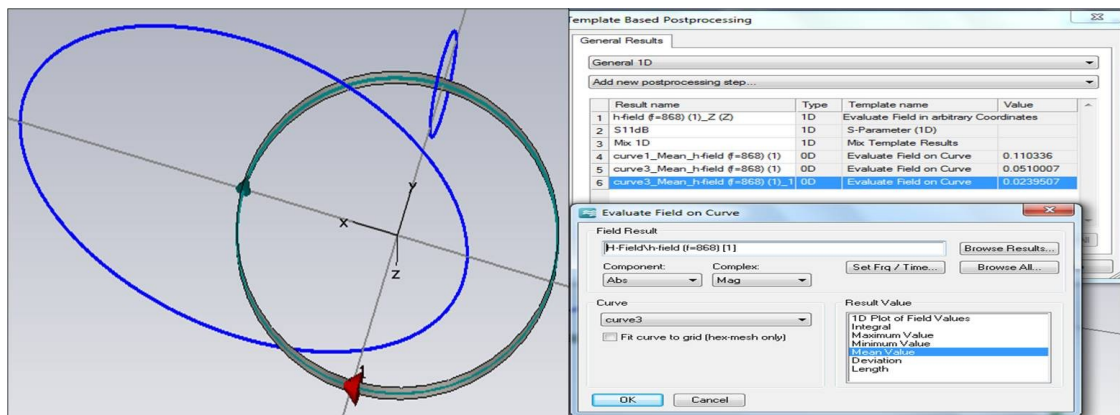
$$\overrightarrow{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \left(\vec{j} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right)$$

$$\overrightarrow{rot}(\vec{B}) = \mu_0 \vec{j} \qquad I = 2\pi r H$$

3.3.4. Résultat de validation

Sur le logiciel CST, on simule une antenne boucle de rayon $a=\lambda/20$ (« petite boucle »). Nous appliquons une source de tension (1V) à la boucle décrite sur la Fig. 3.18-a telle qu'il est le cas dans le modèle numérique et on procède à l'extraction du courant selon la méthode déjà introduite ci-dessus. La valeur de courant trouvé est égale à 3.2 mA. Un résultat qui confirme la valeur obtenu sur l'outil numérique.

Nous avons également comparé sur la Fig. 3.21, les résultats précédant présentés sur la Fig. 3.19 à l'expression analytique correspondant au champ Magnétostatique créé par la même



(a)

(b)

Fig. 3.20: (a) contour utilisé pour le calcul de courant (cercles en bleu), (b) outils de post processing de CST utilisés pour la détermination due courant. boucle circulaire de courant. L'expression analytique du champ le long de l'axe de la boucle est donnée par l'équation (3.9).

$$B_z(z) = \frac{\mu I_0}{2a} \sin \left[\tan^{-1} \left(\left(\frac{a}{z} \right) \frac{a}{z} \right) \right]^3 \quad (3.9)$$

La Fig. 3.21 représente la comparaison entre les 4 approches. Les courbes des composantes suivant z du champ magnétique se superposent parfaitement. Il faut noter que le modèle statique reste valable pour des très faibles protées (rayon de 3 cm).

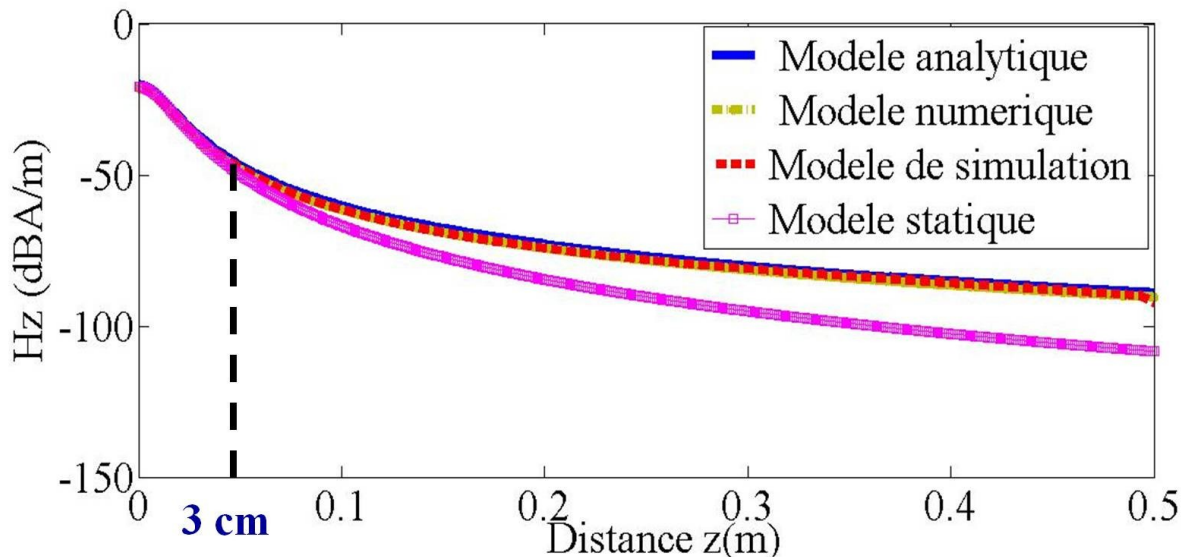


Fig. 3.21 : Validation des différents modèles : analytique utilisant le courant du modèle numérique, modèle numérique, modèle de simulation et modèle statique pour le cas d'une boucle de rayon égale à $\lambda/20$

3.3.5. Limites et performances du modèle théorique (analytique)

Nous allons dans un premier temps nous intéresser au cas de la boucle circulaire. Comme nous l'avons vu, les caractéristiques de cette antenne peuvent être obtenues très simplement à partir de l'expression (3.6). Très exactement cette expression est fonction du courant le rayon de la boucle. Nous allons aussi pouvoir étudier l'influence de ce paramètre ceci dans le but d'avoir une idée sur les limites et les performances de cette structure qui reste encore très utilisée. Nous notons à ce sujet, qu'aucune étude de ce type n'a été conduite pour déterminer l'influence de ce paramètre sur la distance de lecture. En effet, sans l'utilisation de ce modèle, il faudrait simuler sur un logiciel de type fullwave chacune des structures présentant un diamètre différent et bien sûr segmentée. Aussi pour chaque structure, une étude particulière doit être menée pour assurer la résonance à la bonne fréquence ce qui alourdit de manière très importante cette étude qui peut paraître très simple au départ.

3.3.5.1. Etude de l'influence du rayon de la boucle sur le champ magnétique

Toujours en se référant à la fréquence 868 MHz, nous varions le rayon de la boucle pour les valeurs suivantes : $\lambda/20$, $\lambda/10$, $\lambda/4$, $\lambda/2$, λ . On trace à chaque fois la variation de la composante normale du champ magnétique Hz en fonction de la distance par rapport au plan z où la boucle est positionnée ($z=0$). Afin de pouvoir comparer les résultats, il est préférable d'imposer la tension d'excitation en un endroit de la boucle plutôt que le courant sur cette dernière. C'est pourquoi, le modèle numérique est utilisé pour déterminer la valeur du courant pour chaque boucle à imposer dans l'expression analytique.

Un niveau de puissance de 0.1 W identique est imposée à toutes les boucles étudiées dont le rayon r varie sur l'ensemble $\{\lambda/20, \lambda/10, \lambda/4, \lambda/2, \lambda\}$

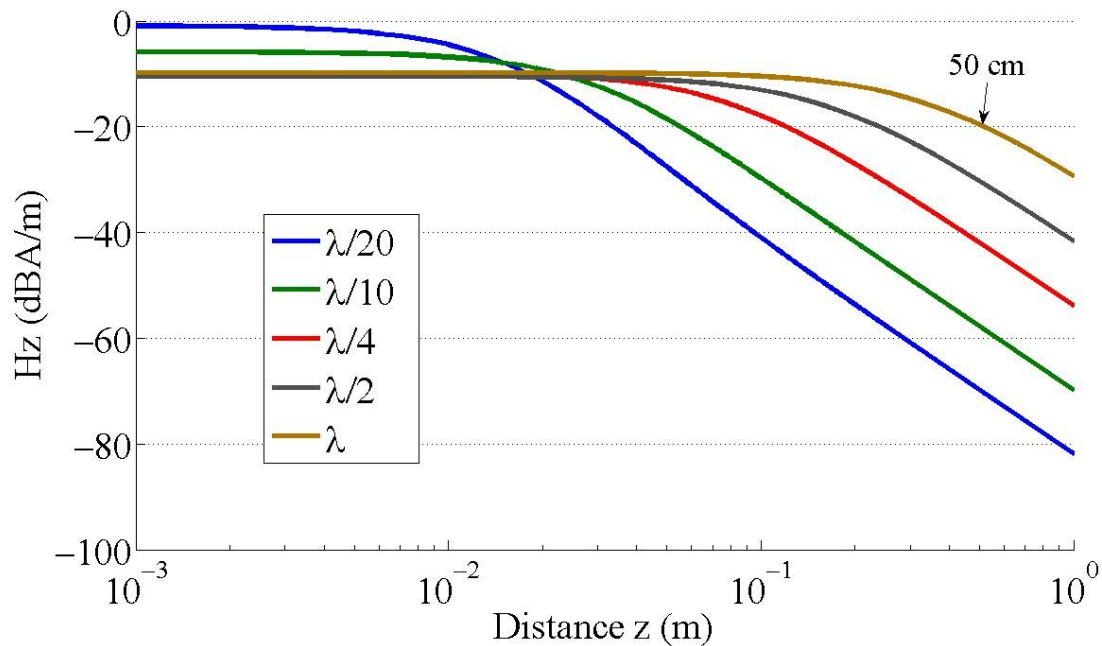


Fig. 3.22: Variation du champ magnétique en fonction de la distance z pour différents rayons de la boucle.

La Fig. 3.22 montre l'influence du rayon de la boucle sur le champ magnétique ($H_z(z)$). Nous pouvons voir que le champ est d'autant plus constant que le rayon est important. En se mettant dans le cas des dimensions qu'on utilise en RFID (rayon $\lambda/\pi < a < \lambda$), nous remarquons qu'on peut avoir une amplitude de $H_z \geq -20$ dBA/m (critère fixé pour l'activation du tag) sur une distance de 50 cm pour un rayon de la boucle égale à λ à une puissance d'excitation 0.1W.

3.3.5.2. Etude de l'influence de la largeur de piste w sur la valeur du champ magnétique

Pour étudier ce paramètre, nous avons utilisé l'outil numérique dans la mesure où l'expression analytique renvoie à un modèle linéique. La largeur de la piste métallique w est reliée à la valeur du courant qui circule dans la boucle. Ainsi, une fois le courant extrait à partir de l'outil numérique, en première approximation, il est toujours possible de l'injecter dans l'expression analytique (3.6). La seule influence est au niveau de l'amplitude de courant qui est proportionnelle à la largeur de piste w . En effet, nous pouvons cette relation suivre à travers la variation du champ magnétique tel qu'il est le cas sur la Fig. 3.23. Nous présentons les courbes de champ magnétique pour certaines valeurs de $w = \{0.01, 0.02, 0.03, 0.0125, 0.025\}$ pour un rayon fixe de la boucle $a = \lambda/\pi$. Nous remarquons que la relation peut être considérée linéaire entre les valeurs de courants, niveau de champ et largeur de piste. C'est ainsi que

l'information sur la largeur de piste peut être contenue dans le modèle analytique dans la grandeur de courant I_0 sous forme d'un coefficient à définir.

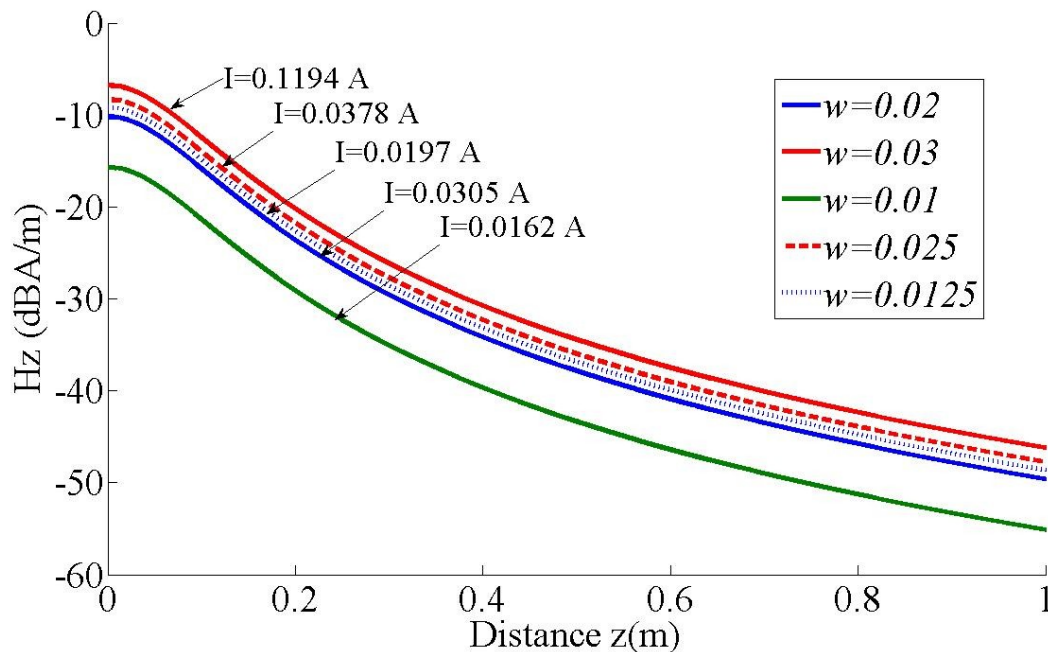


Fig. 3.23: Effet de la variation de la largeur de la piste de l'antenne boucle w sur le champ magnétique (composante $H_x(z)$).

3.3.5.3. Etude de l'influence de la forme sur la valeur du champ magnétique

Par la suite, nous avons procédé à une étude de l'impact de la forme de la boucle sur la variation du champ magnétique produit. Pour ce faire, Nous imposons la même valeur de courant et les mêmes dimensions de boucle (c'est-à-dire les mêmes périmètres noté P sur la Fig. 3.24) pour différentes formes à savoir une forme de cercle, d'ellipse et de rectangle. La comparaison concerne la variation du champ magnétique au centre de la boucle, le long de l'axe normale à la surface de la boucle noté O_z . Les résultats de l'étude sont donnés sur la Fig. 3.24 où nous représentons les courbes de champ magnétique pour les différentes formes. Nous superposons aussi la courbe du champ magnétique issu du modèle analytique (3.6) utilisant le même courant pour la forme circulaire. Nous pouvons vérifier donc que la distribution de courant demeure constante. Nous notons que la forme de la boucle n'a pas une grande influence sur le champ magnétique pour deux périmètres différents. Toutefois, comme en magnétostatique, le cercle est la structure qui présente les meilleures performances.

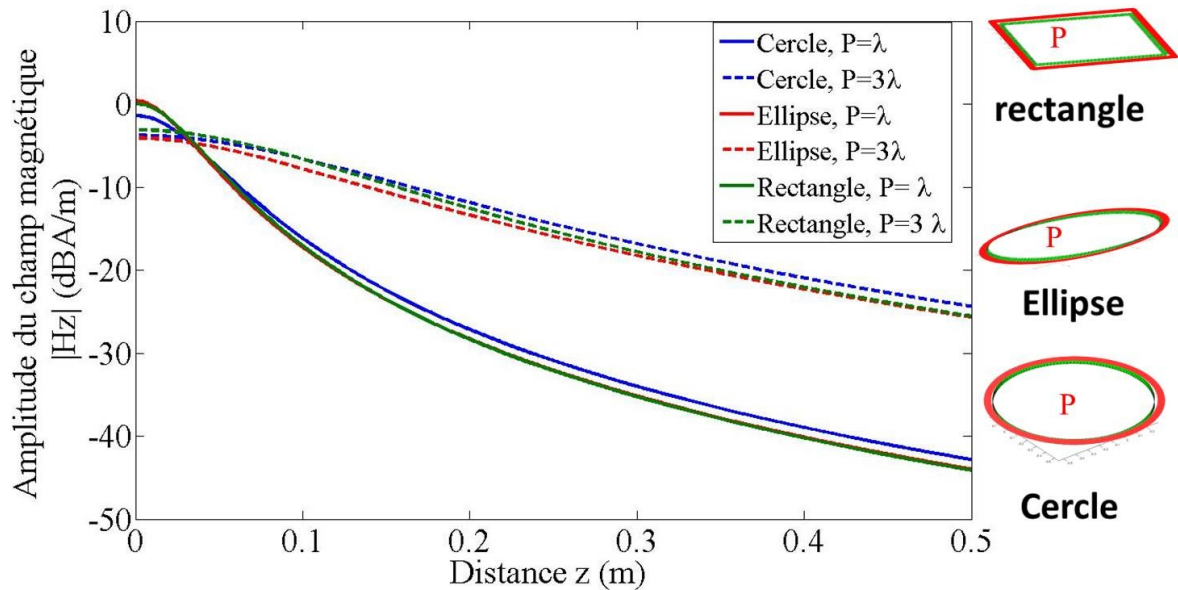


Fig. 3.24 : Effet de la forme sur la variation du champ magnétique (composante normale) au centre de la boucle pour deux périmètres différents $P=\lambda$ et $P=3\lambda$ pour une distribution de courant constante identique.

3.3.6. Modèle de simulation : approche de segmentation

Pour évaluer l'impact de la segmentation sur la répartition du courant sur une boucle, nous considérons comme exemple d'étude une boucle de rayon égale à 5 cm et nous procédons à sa segmentation selon les paramètres illustrés dans le tableau 3.2.

Tableau 3-2 : Paramètres pour la segmentation (Fig. 3.25-b)

L	R	S	S1	W	h
19.5	5	0.5	0.5	2	0.8

Nous maintenons une longueur de segment L inférieure à $\lambda/10$ (λ est calculée dans le vide pour la bande 868 MHz). Les gaps inter-segments et entre les deux contours s et $s1$ sont identiques et égaux à 0.5 mm (Fig. 3.25-b). Sur la Fig. 3.26, les résultats de simulation sous forme de la densité de courant le long de la boucle à la fréquence 868 MHz. Nous notons la présence d'un courant qui suit le même sens le long de la boucle, comme attendu. Pour mettre en évidence le rôle de cette technique de segmentation à maintenir une distribution de courant constante le long d'une boucle à dimensions importantes par rapport à la longueur d'onde, nous procédons à l'extraction du courant sur la boucle en utilisant la démarche déjà décrite au paragraphe 3.3.3.3

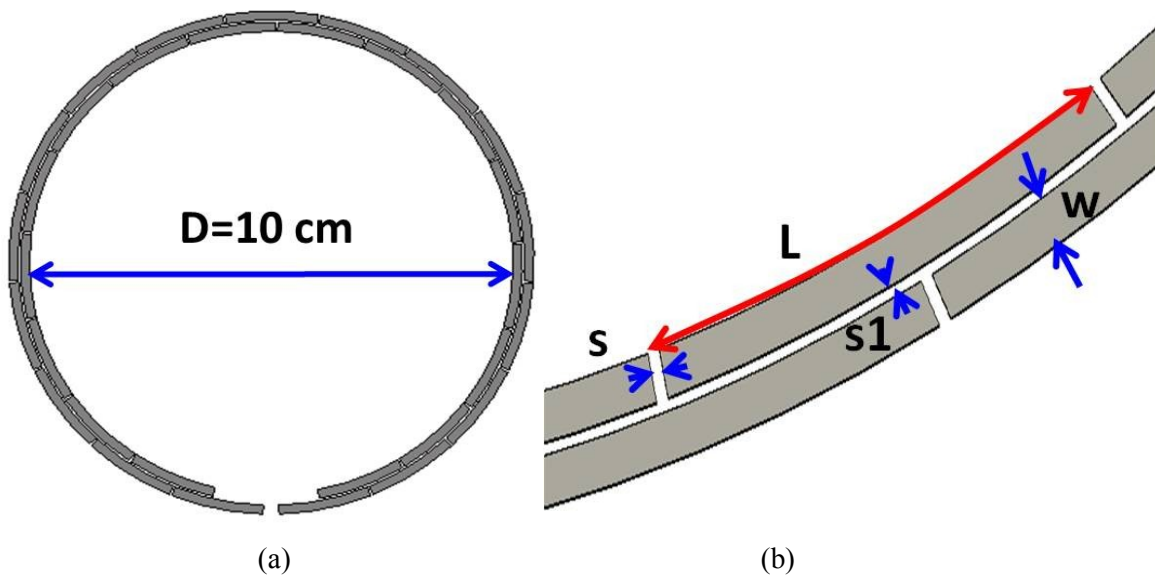


Fig. 3.25 : (a) boucle circulaire segmentée avec les paramètres du tableau 3.1, (b) paramètres de segmentation de la boucle

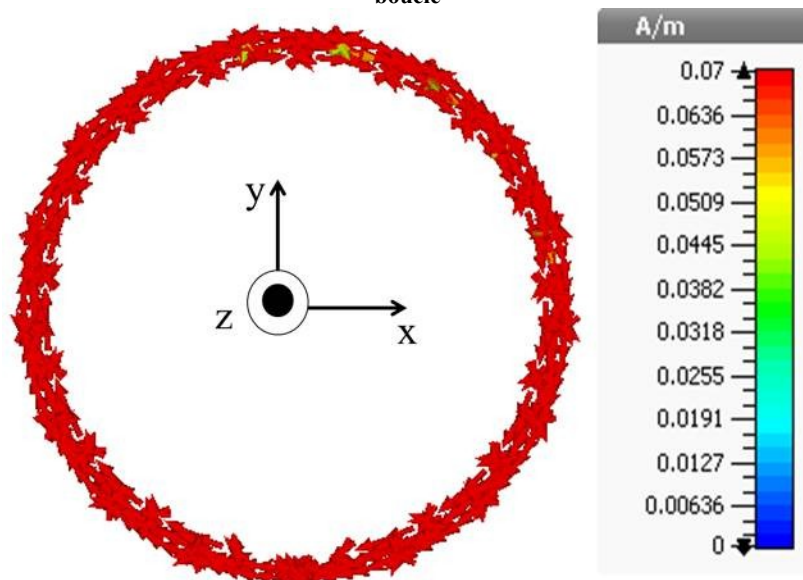


Fig. 3.26 : Densité de courant sur la boucle segmentée (Fig. 3.25) à la fréquence 868 MHz

Le courant, récupéré sur le simulateur noté I_{CST} est incorporé dans l'expression 3.6 décrivant le modèle analytique avec un rayon de boucle identique. Sur la Fig. 3.27, nous traçons la variation du champ magnétique produit en simulation 3D et celui générée par l'expression 3.6 utilisant le courant I_{CST} . Nous notons ainsi une parfaite superposition de deux courbes de champ. Nous parvenons par la suite à confirmer l'apport de cette technique à créer une répartition de courant uniforme le long de la boucle assez proche du cas analytique et valide aussi la démarche d'extraction de courant.

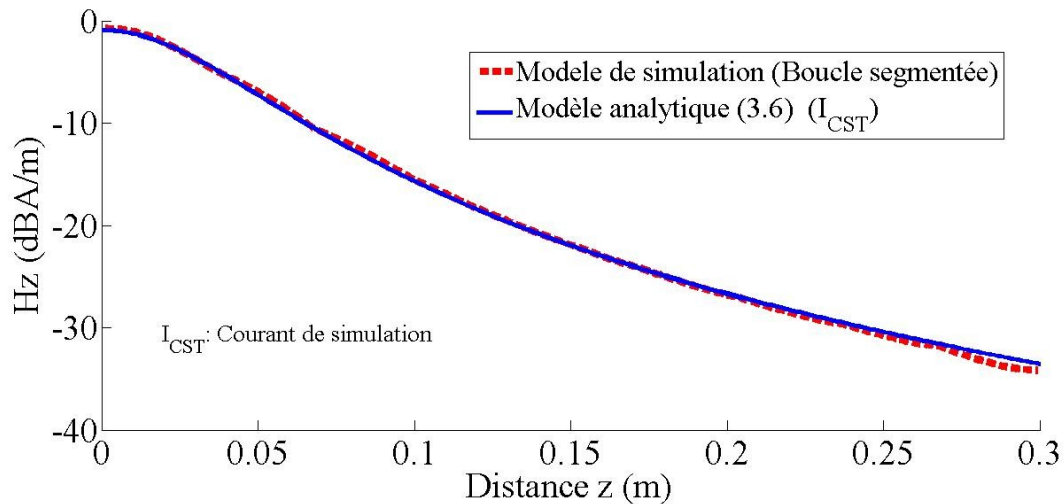


Fig. 3.27 : Validation du modèle de boucle segmentée avec le modèle analytique

La validation des différents modèles (analytique, numérique et simulation) et la confirmation de l'apport de la technique de segmentation dans la création d'une distribution de courant constante (Fig. 3.25) sont des éléments qui valident la méthodologie de conception proposée qui se schématise sur la Fig. 3.28

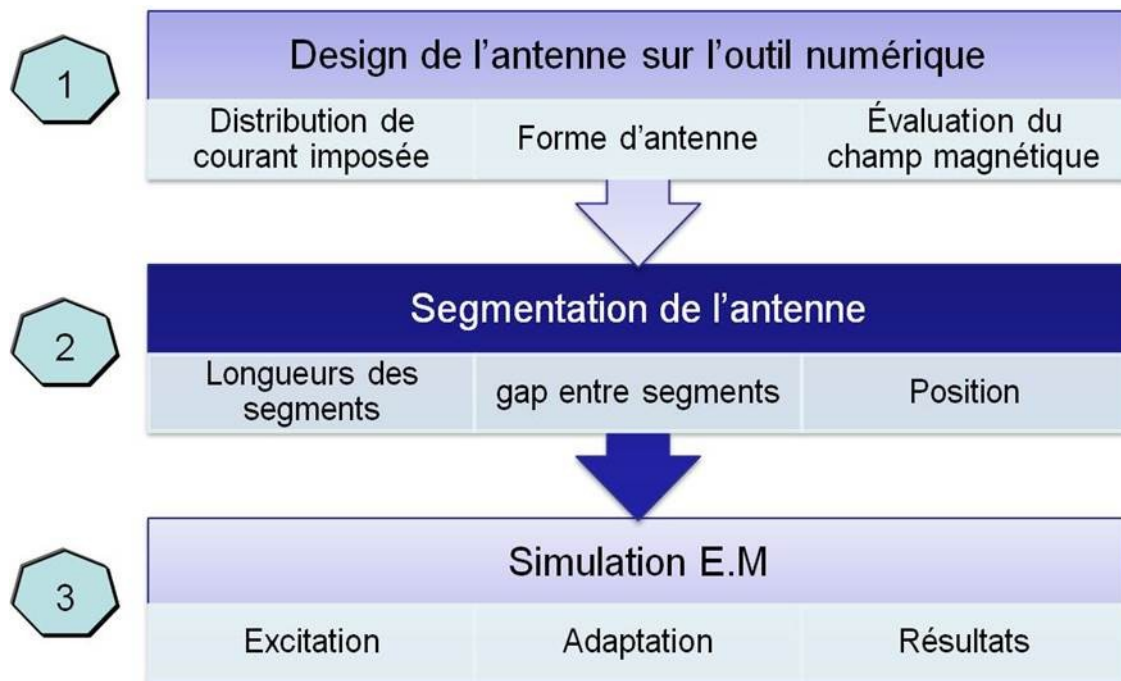


Fig. 3.28 : Méthodologie de conception proposée : étapes de conception

L'étude des modèles et la procédure de validation décrite nous permet de s'appuyer sur ces modèles pour la méthodologie de conception déjà décrite et qui se résume sur deux principales phases qui peuvent être décrites par le schéma de la Fig. 3.27. Pour démontrer la faisabilité de cette méthode de conception. Nous présentons un exemple de conception d'antenne boucle segmentée destinée pour les lecteurs RFID UHF en zone de champ proche.

4. Design d'une antenne boucle champ proche : application de la méthodologie proposée

Rappelons que la méthodologie de conception que nous venons de définir repose sur une modélisation analytique et numérique du design pour prévoir ses performances et permettre ainsi des études paramétriques rapides. Nous décrivons le design d'une antenne boucle circulaire segmentée destinée pour des applications RFID UHF champ proche conçu par cette méthode de conception (Fig. 3.28). L'antenne est une boucle circulaire de diamètre $D=5\text{cm}$. Nous exploitons les résultats des études illustrés dans les paragraphes ci-dessus et qui sont :

- L'étude numérique des différentes formes de boucle prouve que la forme circulaire est la plus favorisée par rapport à d'autres formes à savoir ellipse et rectangle.
- Les paramètres de segmentation sur la boucle à un rayon de $\lambda/2\pi$ permettent la création d'une répartition de courant constante (Fig.3.25, Fig. 3.26).
- La courbe du champ magnétique suivant l'axe z (direction de lecture) montre une portée dépassant les 15 cm en se référant au critère de $H_z \geq -20 \text{ dBA/m}$ pour une source d'impédance $Z=50 \Omega$ sur le simulateur 3D.

Le design de la boucle est effectué sur le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave. Nous évaluons ces performances en simulation en termes de coefficient de réflexion, répartition de densité de courant et du champ magnétique à la fréquence de fonctionnement RFID 868 MHz. La boucle est simulée sous CST Microwave sur un substrat diélectrique de type Roger 4003 ($\epsilon_r=3.55$, $\tan\delta=0.004$) d'épaisseur $h=0.8 \text{ mm}$. Le périmètre de la boucle est de 35 cm équivalent soit 1.016λ pour la fréquence 868 MHz.

Une ligne d'amenée est ajoutée pour permettre d'exciter la boucle (Fig. 3.29-b). Nous simulons le connecteur SMA (Fig. 3.29-a) pour tenir compte de son impact sur l'adaptation de l'antenne (notamment le déséquilibre sur répartition du courant qu'il introduit). Afin de d'adapter la structure à la fréquence souhaitée, une inductance est insérée sur la ligne d'amenée comme le montre la Fig. 3.28-a.

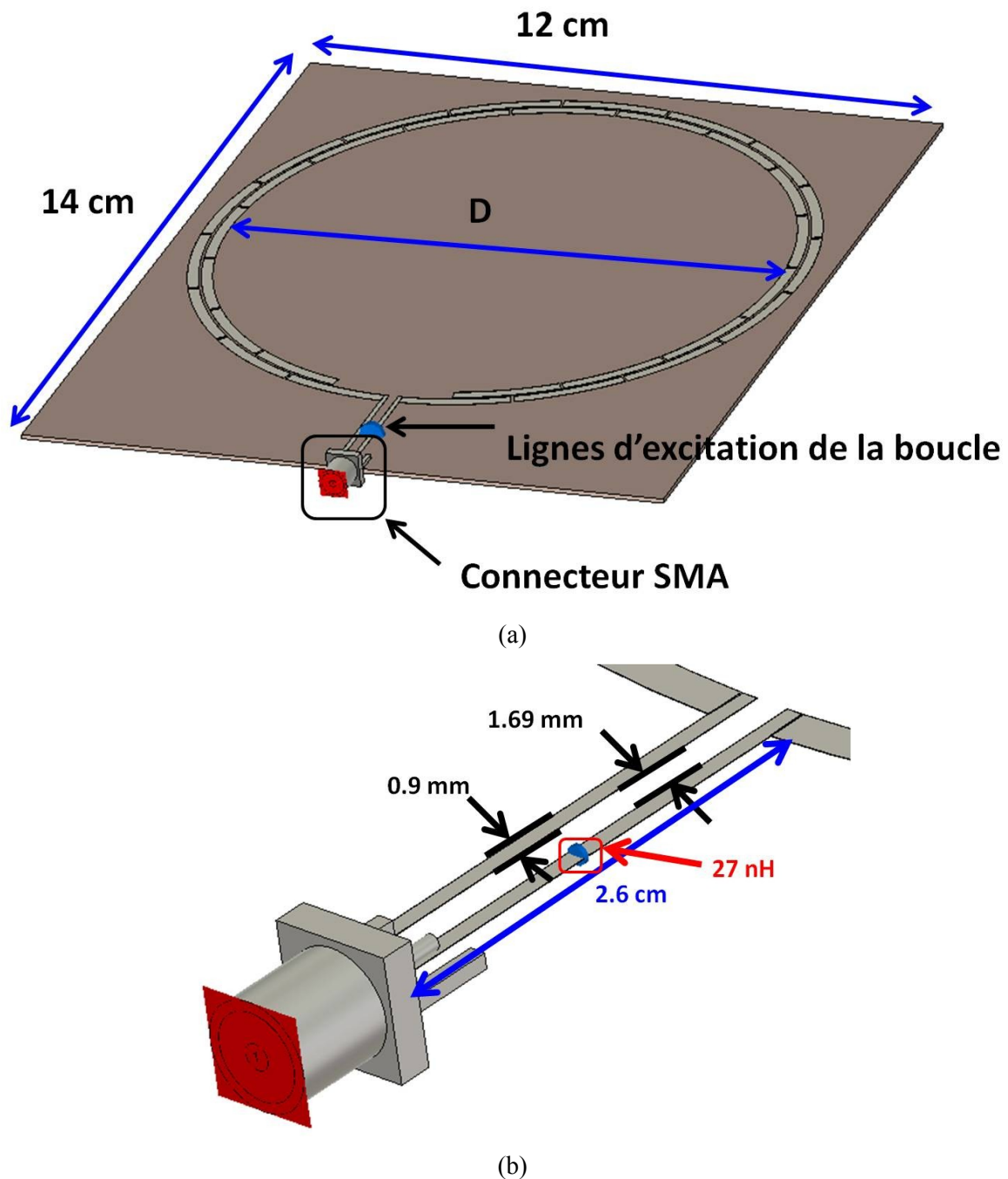


Fig. 3.29 : (a) antenne boucle segmentée déposée sur un substrat diélectrique, (b) lignes d'excitation de l'antenne. Cette inductance vient compenser l'effet capacitif produit notamment par l'ajout de la ligne d'amenée. A titre de comparaison, Comme le montre la Fig. 3.30, nous considérons aussi une boucle solide (non segmentée) de même rayon, le tout simulé sous CST. Pour mettre en évidence en simulation l'apport de la technique de segmentation sur des dimensions importantes de boucle, nous établissons une comparaison avec une boucle conventionnelle de même rayon.

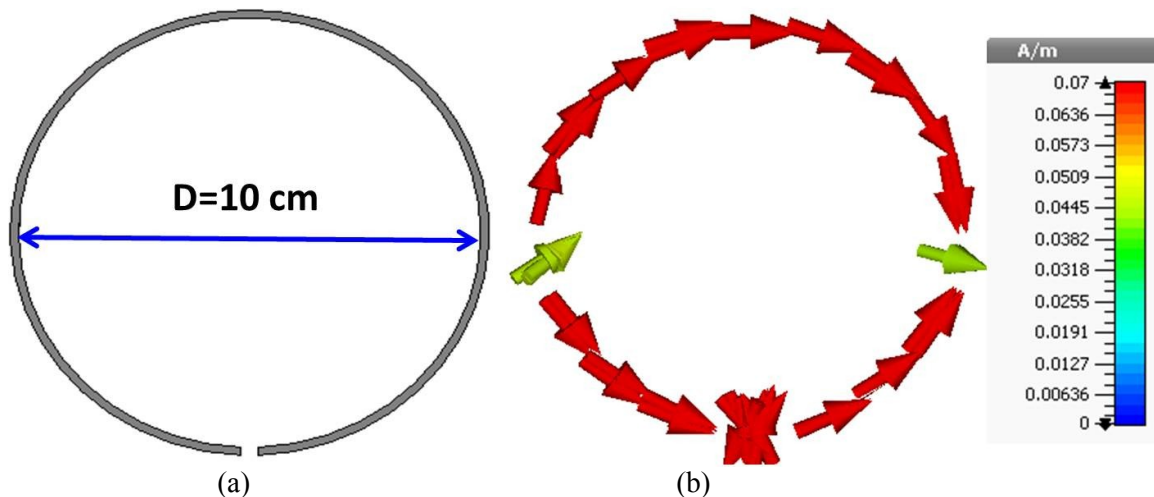


Fig. 3.30 : Antenne boucle solide (non segmentée) conventionnelle ($R=5\text{cm}$)

4.1. Résultats de simulation

Nous observons sur la Fig. 3.34 que les deux boucles sont bien adaptées à la bande 868 MHz. Elles ont la même adaptation à cette fréquence. Par la suite, nous comparons la répartition du courant et la distribution du champ magnétique entre les deux boucles à la fréquence 868 MHz. Le courant circule dans le même sens sur la boucle segmentée (Fig. 3.27) tandis qu'on note que le courant change de sens à chaque demi longueur d'onde (Fig. 3.30-b). Nous observons ainsi l'impact de la répartition du courant sur la distribution du champ magnétique sur la Fig. 3.31. Pour la boucle segmentée (Fig. 3.31-a) le champ est uniforme et important. Cependant, nous notons une répartition du champ magnétique non uniforme et faible pour la boucle solide avec une différence de 18 dB entre le maximum et le minimum de l'amplitude du champ sur un plan $z=0.5\text{ cm}$ au centre de la boucle conventionnelle (Fig. 3.31-b).

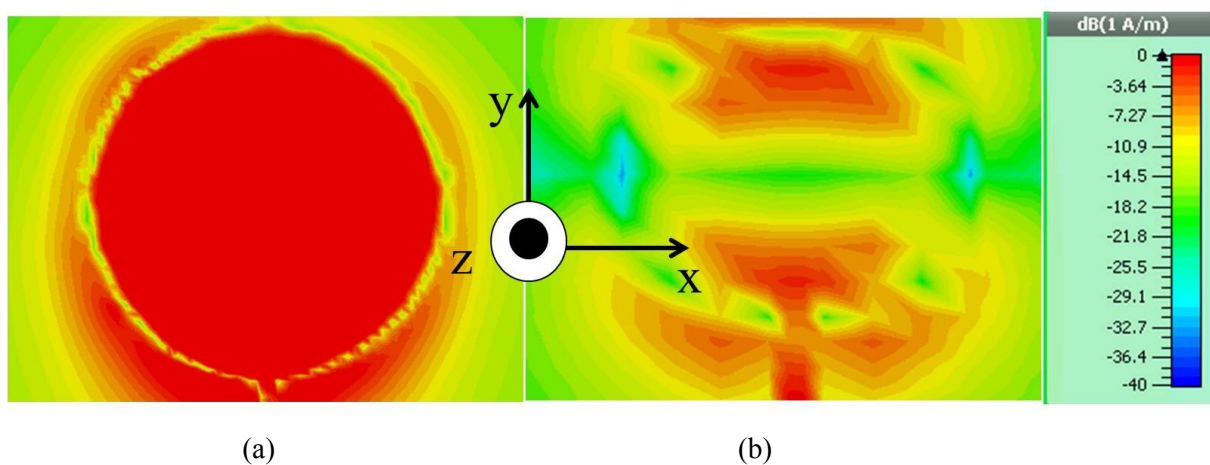


Fig. 3.31 : Plan du coupe du champ magnétique (Hz) à $z=5\text{mm}$: (a) boucle segmentée, (b) boucle conventionnelle.

Nous remarquons ainsi l'impact de la segmentation sur la circulation de courant aussi l'impact de la circulation du courant sur la répartition du champ magnétique. Sur la Fig. 3.32 nous représentons la variation de la composante normale du champ sur les deux axes ox (Fig. 3.32-a) et oy (Fig. 3.32-b) du plan contenant la boucle. Nous pouvons repérer l'uniformité du champ par un palier le long de deux axes pour la boucle segmentée avec une variation faible au centre de la boucle (Fig. 3.32-a). Le champ magnétique chute à -20 dBA/m au centre de la boucle solide (Fig. 3.32-b). Une variation de -10 dB respectivement de -20 dB est détecté le long de l'axe ox respectivement l'axe oy (Fig. 3.32-b).

En conclusion, une circulation de courant uniforme est indispensable pour produire un champ magnétique important et uniforme. Nous rappelons également que la portée en RFID champ proche est proportionnelle à l'amplitude du champ magnétique. Ce critère sur la circulation de courant se rajoute à l'adaptation de l'impédance de l'antenne comme indicateurs de performances de l'antenne lecteur.

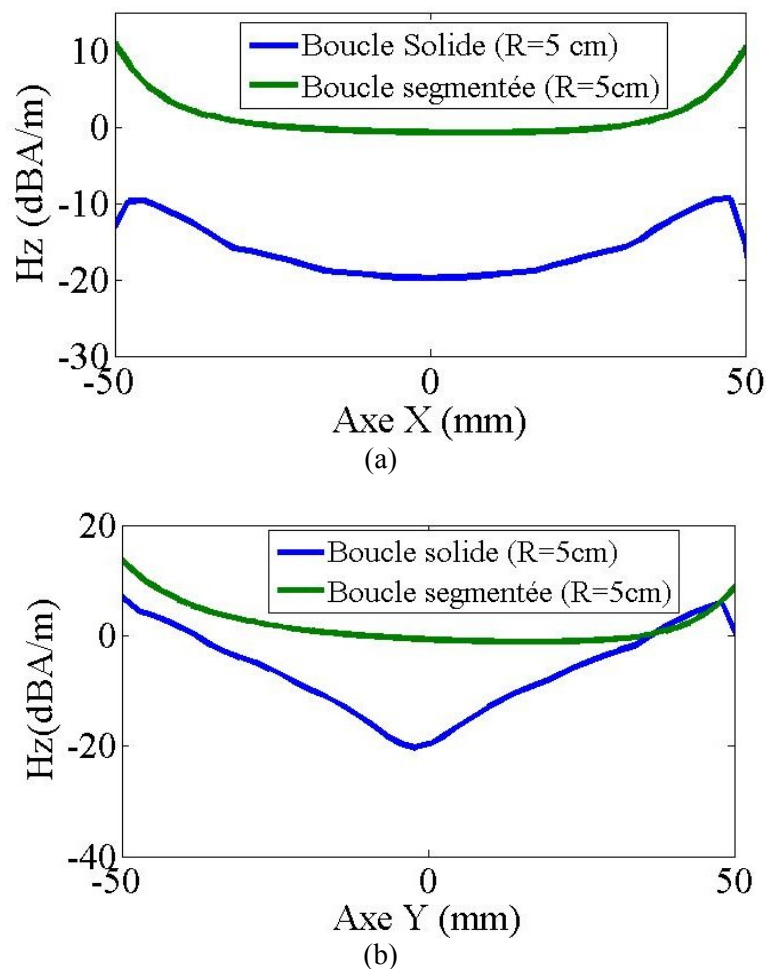


Fig. 3.32 : Comparaison entre boucle solide et boucle segmentée en terme de variation du champ magnétique suivant les axes OX et OY (a) axe OX, (b) axe OY

4.2. Réalisation et mesure

L'antenne décrite sur la Fig. 3.33 est réalisée par un processus de gravure classique sur un substrat Roger 4003 (14*13 cm²) d'épaisseur égal à 0.8 mm. Les pistes de cuivre ont une épaisseur de 35 μ m. Comme pour la simulation, la boucle est reliée à l'excitation par deux lignes coplanaires, et un connecteur SMA est soudé à leurs extrémités. L'adaptation de l'antenne est obtenue en plaçant l'inductance simulée sur l'une des lignes (Fig. 3.29-b). Nous mesurons le coefficient de réflexion de cette antenne à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

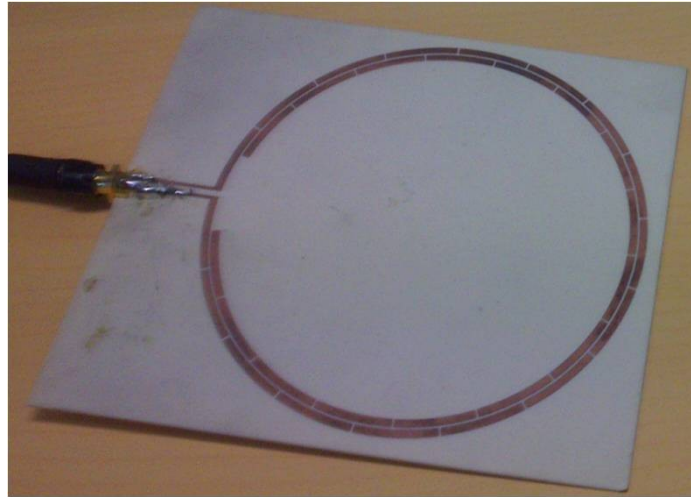


Fig. 3.33 : Prototype caractérisé de l'antenne boucle segmentée

Les résultats de simulation et de mesure sont superposés sur la Fig. 3.34. Nous représentons également la courbe issue de la simulation de l'antenne boucle solide. Nous notons que le taux d'adaptation à la fréquence 868 MHz est comparable entre les deux boucles. En revanche, la répartition du courant est différente. Il est clair que l'adaptation n'est pas l'indicateur le plus important pour évaluer les performances des antennes en champ proche. Nous notons aussi un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation.

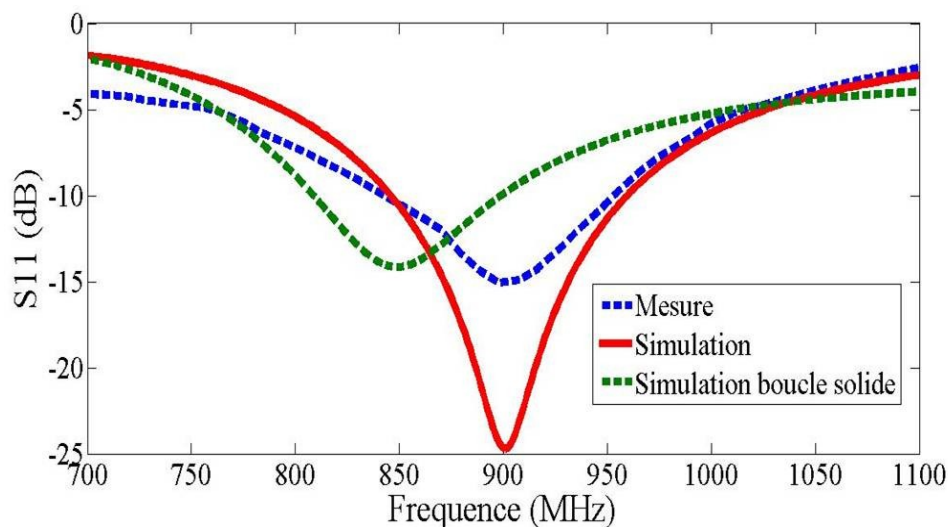


Fig. 3.34 : Coefficient de réflexion : Comparaison entre mesure et simulation et entre boucle solide et boucle segmentée de même diamètre

4.3. Caractérisation de la zone de lecture de l'antenne

Afin d'évaluer les performances de la boucle en tant qu'antenne pour lecteur RFID UHF champ proche, nous nous servons du banc de mesure décrit sur la Fig. 3.35.

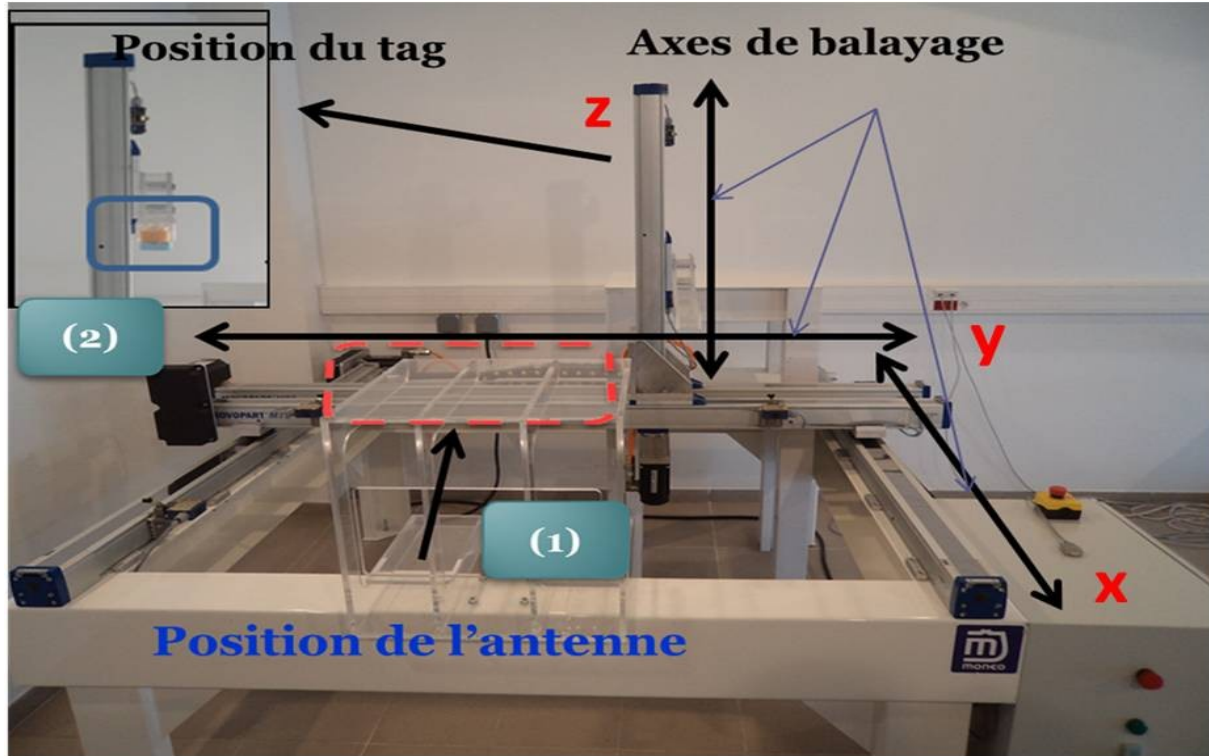


Fig. 3.35 : Banc de caractérisation RFID champ proche : 1-Table de positionnement 3D, 2-Tag de mesure

Nous utilisons un lecteur RFID UHF IMPINJ [8], un tag champ proche Aktag ($1 \times 1 \text{ cm}^2$) [9], un PC pour contrôler et collecter les données de mesure et un système de positionnement 3D. Ce système est composé de trois axes mobiles OX, OY et OZ. Ce banc nous permet à la fois de déterminer la portée maximale de l'antenne et la zone de lecture qu'elle couvre (Fig. 3.35).

Pour cela, nous avons mis en place un protocole de mesure qui est le suivant :

Le tag est fixé sur l'axe OZ du système de positionnement. L'antenne est placée sur un support contenu dans le plan OXY du même système. Le tag balaye la surface de l'antenne pour différentes hauteurs Z en se déplaçant vers l'antenne afin d'éviter le phénomène d'hystérésis et surmonter les erreurs de mesure qui peut engendrer. Ce phénomène se manifeste dans le fait que le tag se trouvant dans le champ créé par l'antenne lecteur emmagasiner de la puissance qui laisse supposer qu'il est encore détecté même s'il est en dehors de la portée de l'antenne lecteur. Le tag balaye la surface de l'antenne en 35 positions différentes (Fig. 3.36). Nous relevons à chaque position du plan si le tag est détecté ou non. Les résultats sont représentés sur la Fig. 3.36. Nous voyons ainsi que cette antenne a une portée maximale de lecteur de 20 cm pour une puissance de 30 dBm en sortie du lecteur.

Cette portée maximale est obtenue dans l'axe de la boucle ce qui correspond bien au comportement du champ magnétique pour une boucle : il est focalisé sur cette axe et permet d'obtenir des hauteurs importantes. Sur la Fig. 3.36, les cases noires correspondent au non détection du tag, les cases blanches indiquent au contraire que la lecture du tag a été réalisée. Trois plans de différentes hauteurs sont représentés : $z = [5, 10, 20]$ cm. Nous remarquons que plus la hauteur est importante plus la zone de lecture est réduite. Elle a également tendance à se décaler vers la partie opposée à l'excitation. Une non symétrie est également observée ce qui est dû à l'absence de BALUN pour symétriser le courant au niveau du connecteur SMA. Au final cette antenne couvre une zone de lecture de 10×15 cm² à une distance de 10 cm.

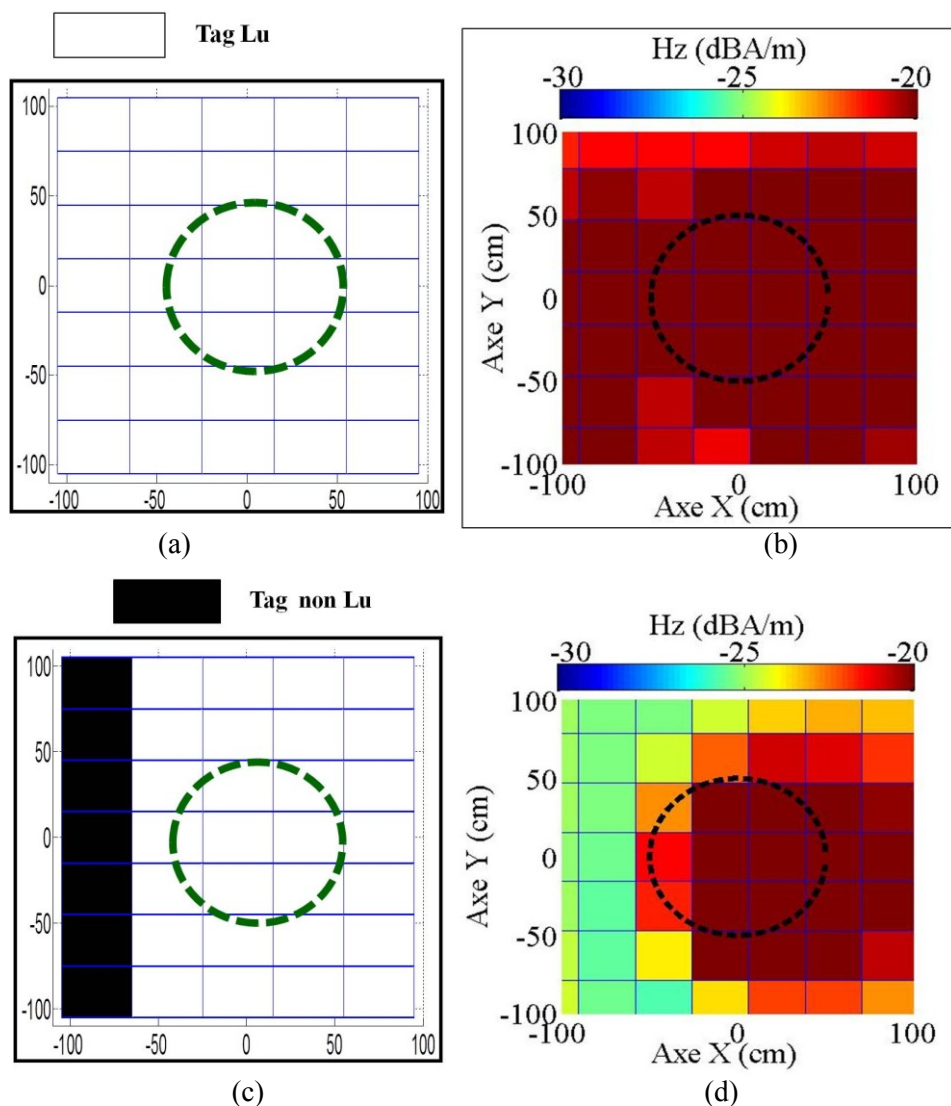
Nous illustrons les résultats de simulation pour le champ magnétique sur les plans $z = 5$ cm, 10 cm et 20 cm sur les Figs 3.36-d, -e, -f sur une fenêtre de 20×20 cm² identique à celle de mesure. En se référant au seuil de champ magnétique $H_z \geq -20$ dBA/m) déjà défini, nous repérons la zone de lecture à chacun des plans. Nous retrouvons pratiquement la même répartition pour le plan $z = 5$ cm (Fig. 3.36-d) et le plan $z = 10$ cm (Fig. 3.36-e) en considérant 1 à 2 dB de différence sur les bords de l'antenne boucle. Nous notons une symétrie en simulation pour toutes les coupes de champ magnétique. Pour le plan $z = 20$ cm, la zone de lecture déterminée par mesure correspond à un seuil de -23 dBA/m du champ magnétique soit une différence de 3dB par rapport au seuil déjà défini. En simulation, le seuil de -20 dBA/m correspond à plutôt à une hauteur de 19 cm. L'erreur sur la position du tag avec la table de positionnement est de 0.5 cm. Nous pouvons considérer par la suite que la correspondance entre la distance et la zone de lecture déterminée en mesure et le seuil du champ magnétique est affecté par l'erreur de mesure. L'erreur englobe outre celle engendrée par le déplacement des bras de la table, l'environnement de caractérisation, l'impact de l'inductance.

Nous notons ainsi la fiabilité de la méthode de conception proposée. Les performances considérant le seuil du champ magnétique pour le design prédéfini par le modèle numérique sont en correspondance avec les résultats de caractérisation. Les résultats de mesure prouvent la fiabilité de la méthodologie de conception proposée et appuient la nécessité de maintenir une circulation de courant constante pour avoir les antennes en forme de boucle utilisées pour les applications NF RFID UHF.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude approfondie des designs existants d'antenne boucle champ proche est présentée. Cette étude permet de montrer les critères qui influent le plus sur la conception des antennes pour la RFID UHF champ proche. Nous avons procédé à une

démarche de validation de différents modèles utilisés pour pouvoir étudier plus simplement une antenne boucle comme antenne lecteur champ proche. Une méthode de conception basée sur la technique de segmentation a été introduite. Cette méthode permettant des études préliminaires sur les performances des designs d'antenne de différentes formes à travers des simulations rapides. L'antenne boucle segmentée conçue avec la méthodologie de conception définie détient des performances intéressantes. Le critère de champ magnétique utilisé pour l'estimation du volume de lecture RFID est en bonne correspondance avec les résultats d'expérimentation. Dans le chapitre suivant, des designs originaux d'antennes de ce type seront introduits et comparés avec les formes classiques.



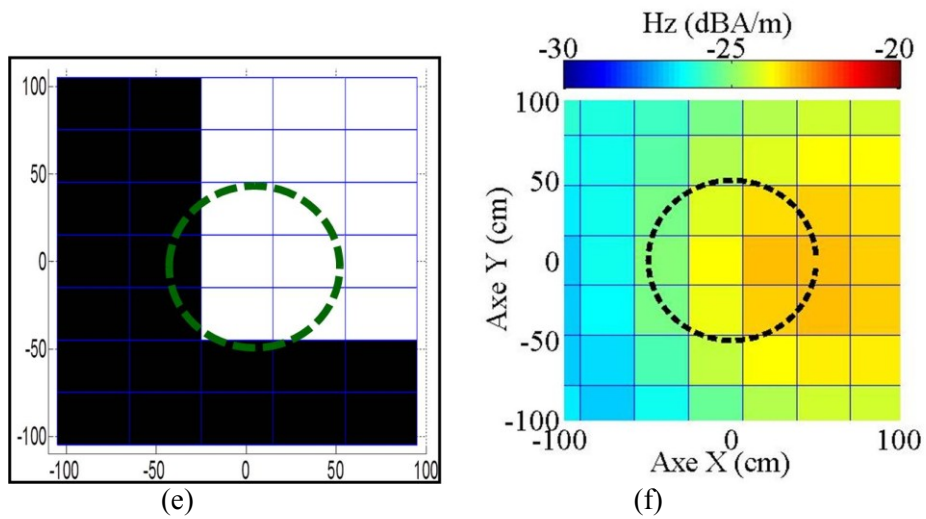


Fig. 3.36 : Comparaison de la zone de lecture sur trois plans différents entre le niveau de champ magnétique atteint en simulation et les portées déterminées par mesure (cercle pointillé délimite la position de la boucle) : Cartographie déterminée par mesure : (b) au plan à $z=5$ cm, (d) au plan à $z=10$ cm, (f) au plan à $z=20$ cm Répartition du champ magnétique simulé : (b) au plan à $z=5$ cm, (d) au plan à $z=10$ cm, (f) au plan à $z=20$ cm

Références du chapitre 3

- [1] X. Qing, C. K. Goh, et Z. N. Chen, « Segmented loop antenna for UHF near-field RFID applications », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 17, p. 872- 873, 2009.
- [2] X. Qing, Z. N. Chen, et C. K. Goh, « UHF near-field RFID reader antenna with capacitive couplers », *Electron. Lett.*, vol. 46, n° 24, p. 1591- 1592, 2010.
- [3] X. Qing, C. K. Goh, et Z. N. Chen, « A broadband UHF near-field RFID antenna », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 58, n° 12, p. 3829- 3838, 2010.
- [4] X. Qing et Z. N. Chen, « Segmented spiral antenna for UHF near-field RFID », in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, p. 996- 999.
- [5] D. H. Werner, « An exact integration procedure for vector potentials of thin circular loop antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 44, n° 2, p. 157- 165, 1996.
- [6] N. Sergey, *Antenna and EM Modeling with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2002.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [8] Lecteur Impinj : http://www.impinj.com/Speedway_Revolution_UHF_RFID_Reader.aspx
- [9] Aktag: [http://www.verifyfields.net/rfid-tags-TAGSYS+RFID+AKTag+UHF+Tag+-+Impinj+Monza+5+-+Dry+inlay+\(TS650E04_slashTS650E04V6\).html](http://www.verifyfields.net/rfid-tags-TAGSYS+RFID+AKTag+UHF+Tag+-+Impinj+Monza+5+-+Dry+inlay+(TS650E04_slashTS650E04V6).html)

Liste des figures du chapitre 3

- Fig. 3.1: Différentes boucles utilisées dans l'étude comparative : (a) Antenne HF ($\lambda/2$) 85
- Fig. 3.2 : Résultats en courant et champ magnétique de l'étude comparative entre une boucle de HF ($\lambda/20$, 13.56 MHz) et une boucle UHF ($\lambda/20$, 868 MHz) : (a) Répartition de courant pour l'antenne HF, (b) Répartition du champ magnétique l'antenne HF, (c) Répartition de courant pour l'antenne UHF, (d) Répartition du champ magnétique l'antenne UHF 85
- Fig. 3.3: Antenne boucle 2λ en bande 868 MHz. (a) Sens et intensité de courant. (b) Répartition du champ magnétique en surface en dBA/m ($z=0.5$ mm, $f=868$ MHz) 86
- Fig. 3.4: (a) Antenne segmentée UHF de type 2λ . (b) Sens du courant sur la boucle segmentée. (c) Répartition champ magnétique (composante Hz), $z=0.5$ mm, $f=868$ MHz 87
- Fig. 3.5 : Densité de courant (A/m) au niveau de la capacité en forme de « C » pour l'antenne boucle carrée de [2.14] redimensionnée à la fréquence 868 MHz. 88
- Fig. 3.6 : Capacité découpée et impact sur la circulation de courant 89
- Fig. 3.7 : Amélioration de la répartition du champ magnétique à $z=12$ cm à la fréquence 868 MHz : (a) configuration demi-capacité intérieure, (b) configuration demi-capacité extérieure, (c) configuration de référence 90
- Fig. 3.8: Composante normale du champ magnétique Hz de l'antenne boucle en « C » couplés à 900 MHz ($z=10$ cm) : (a) Antenne de référence, (b) Antenne avec boucles imbriquées 90
- Tableau 3-1 : Variation de l'adaptation pour les différentes configurations, notées de 1 à 4, d'antennes segmentées. Les configurations sont présentées Fig. 3.10 91
- Fig. 3.9 : Technique d'amélioration du champ magnétique : imbrication d'une deuxième boucle dans l'antenne de référence. Présentation des différentes configurations testées. 91
- Fig. 3.10 : Technique d'amélioration du champ magnétique en imbriquant une deuxième boucle dans l'antenne de référence : $z=13$ cm et $f=868$ MHz: (a) Antenne segmentée redimensionnée à 868 MHz avec boucle intégrée (configuration 1), (b) Antenne segmentée redimensionnée à 868 MHz (référence). 92
- Fig. 3.11 : Technique d'amélioration basée sur l'utilisation d'un plan réflecteur en face arrière de l'antenne. Observation de la composante normale du champ magnétique (Hz) : de l'antenne à « C » couplés à 900 MHz ($z=10$ cm) (a) Sans plan réflecteur, (b) Avec plan réflecteur 93
- Fig. 3.12 : Technique d'amélioration basée sur l'utilisation d'un plan réflecteur en face arrière de l'antenne. Observation de la composante normale du champ magnétique (Hz) : de

l'antenne segmentée à 868 MHz ($z=16$ cm) (a) Sans plan réflecteur, (b) Avec plan réflecteur.	93
Fig. 3.13: Position du problème : cas de la boucle circulaire parcourue par un courant linéique, de rayon a . r est la distance entre le centre du repère et le point d'observation.	96
Fig. 3.15: différentes composantes du champ magnétique pour une boucle de courant de rayon $a = \lambda/2\pi$: variation du champ magnétique en fonction de la distance suivant l'approche analytique (3.5).	99
Fig. 3.16: Présentation des différentes étapes de calcul mises en œuvre dans l'outil numérique basé sur la Méthode des Moments (MoM), et implémenté sur Matlab [6].	101
Fig. 3.17: Cas d'une boucle circulaire : comparaison du résultat de calcul du champ magnétique (composante Hz) entre l'outil numérique et l'expression analytique (3.6) pour une antenne boucle de rayon $a = \lambda/2 = 17.28$ cm, et une fréquence de 868 MHz, $I_0 = 1.8$ A.	101
Fig. 3.18: Cas de la boucle circulaire de courant : schéma de la structure sur le simulateur CST (a) et sur l'outil numérique (b). Rayon $a = 1.728$ cm, épaisseur $w = 0.2$ cm	102
Fig. 3.19: Cas d'une boucle circulaire de courant : comparaison de la composante Hz du champ magnétique pour les 3 approches de calcul étudiés: analytique, numérique et la simulation sur CST. Boucle de rayon $a = 1.728$ cm, courant $I = 3.2$ mA (déterminé sur l'outil numérique).	103
Fig. 3.20: (a) contour utilisé pour le calcul de courant (cercles en bleu), (b) Outils de post processing de CST utilisés pour la détermination du courant.	104
Fig. 3.21 : Validation des différents modèles : analytique utilisant le courant du modèle numérique, modèle numérique, modèle de simulation et modèle statique pour le cas d'une boucle de rayon égale à $\lambda/20$	105
Fig. 3.23: Effet de la variation de la largeur de la piste de l'antenne boucle w sur le champ magnétique (composante $H_z(z)$).	107
Fig. 3.24 : Effet de la forme sur la variation du champ magnétique (composante normale) au centre de la	108
Fig. 3.25 : (a) boucle circulaire segmentée avec les paramètres du tableau 3.1, (b) paramètres de segmentation de la boucle	109
Fig. 3.26 : Densité de courant sur la boucle segmentée (Fig. 3.25) à la fréquence 868 MHz	109
Fig. 3.27 : Validation du modèle de boucle segmentée avec le modèle analytique.....	110
Fig. 3.28 : Méthodologie de conception proposée : étapes de conception.....	110
Fig. 3.29 : (a) antenne boucle segmentée déposée sur un substrat diélectrique, (b) lignes d'excitation de l'antenne	112

Fig. 3.30 : Antenne boucle solide (non segmentée) conventionnelle (R=5cm)	113
Fig. 3.31 : Plan du coupe du champ magnétique (Hz) à $z=5\text{mm}$: (a) boucle segmentée, (b) boucle conventionnelle.....	113
Fig. 3.32 : Comparaison entre boucle solide et boucle segmentée en terme de variation du champ magnétique suivant les axes ox et oy	114
Fig. 3.33 : Prototype caractérisé de l'antenne boucle segmentée.....	115
Fig. 3.34 : Coefficient de réflexion : Comparaison entre mesure et simulation et entre boucle solide et boucle segmentée de même diamètre	115
Fig. 3.35 : Banc de caractérisation RFID champ proche : 1-Table de positionnement 3D, 2-Tag de mesure	116
Fig. 3.36 : Comparaison de la zone de lecture sur trois plans différents entre le niveau de champ magnétique atteint en simulation et les portées déterminées par mesure (cercle pointillé délimite la position de la boucle) : Cartographie déterminée par mesure : (b) au plan à $z=5\text{ cm}$, (d) au plan à $z=10\text{ cm}$, (f) au plan à $z=20\text{ cm}$ Répartition du champ magnétique simulé : (b) au plan à $z=5\text{ cm}$, (d) au plan à $z=10\text{ cm}$, (f) au plan à $z=20\text{ cm}$	119

Chapitre 4

Conception d'une antenne 3D pour applications RFID UHF champ proche :

Antenne solénoïde segmentée

Sommaire du chapitre 4

Sommaire du chapitre 4.....	125
1. Introduction	127
2. Motivation et état de l'art	127
3. Etude de l'influence du nombre de spires d'une antenne solénoïde en bande UHF	129
3.1. Etude de l'antenne solénoïde aux fréquences UHF	130
3.1.1. Approche par segmentation.....	130
3.1.2. Etude de l'influence du nombre de tours sur le champ magnétique	132
4. Antenne solénoïde segmentée à quatre spires pour lecteur RFID UHF champ proche .	137
4.1. Etude comparative avec des boucles simples	137
4.2. Réalisation de l'antenne solénoïde.....	141
4.2.1. Technique d'impression par flexographie.....	141
4.2.2. Prototypage du solénoïde	141
4.3. Caractérisation du solénoïde segmenté.....	142
5. Application : antenne lecteur « bracelet » intégrée sur les vêtements.....	143
5.1. Motivation.....	143
5.1.1. Design de l'antenne bracelet, résultats de simulation	145
5.2. Réalisation de l'antenne	148
5.3. Caractérisation de l'antenne.....	149
6. Conclusion.....	152
Références du chapitre 4	153
Liste des figures du chapitre 4.....	155

Chapitre 4

Conception d'une antenne 3D pour applications RFID UHF champ proche :

Antenne solénoïde segmentée

1. Introduction

La technique de segmentation, mis à part son efficacité dans le design des antennes boucles pour les applications RFID UHF champ proche, reste l'approche la plus simple à mettre en place par rapport aux autres techniques. Dans ce chapitre, on présente une antenne 3D ayant la forme d'un solénoïde utilisant la technique de segmentation. Une évolution de cette antenne est utilisée pour des applications de lecture où l'antenne est positionnée sur le corps humain.

2. Motivation et état de l'art

Les antennes lecteurs RFID UHF en champ proche utilisent principalement le couplage magnétique pour l'échange des données. Par suite, la portée de l'antenne lecteur est directement proportionnelle à l'amplitude du champ magnétique environnant. L'augmentation du nombre de spires est l'une des solutions qui permet d'accroître le champ magnétique et donc la portée de l'antenne lecteur. Cette superposition est classiquement utilisée en bande HF où le flux magnétique est proportionnel au nombre de spires [1]. En technologie planaire, la mise en pratique de cette solution nécessite le recours à une structure multicouche. Par conséquent, on se confronterait alors à une certaine complexité au niveau de la conception et de la réalisation. En effet, compte tenu des dimensions souhaitées pour les applications RFID UHF champ proche, chacune des boucles (chaque couche) doit utiliser l'une des techniques décrites aux chapitres précédents. L'effet capacitif entre les différentes couches doit également être contrôlé. Les couches diélectriques à prévoir et leurs caractéristiques notamment l'épaisseur sont des contraintes supplémentaires à prendre en compte. L'excitation de l'antenne est aussi une problématique à considérer. Au niveau réalisation, le processus de fabrication à mettre en jeu devrait être sophistiqué et par suite coûteux [2]

Nous avons pu démontrer au chapitre précédent qu'une antenne boucle performante, aux

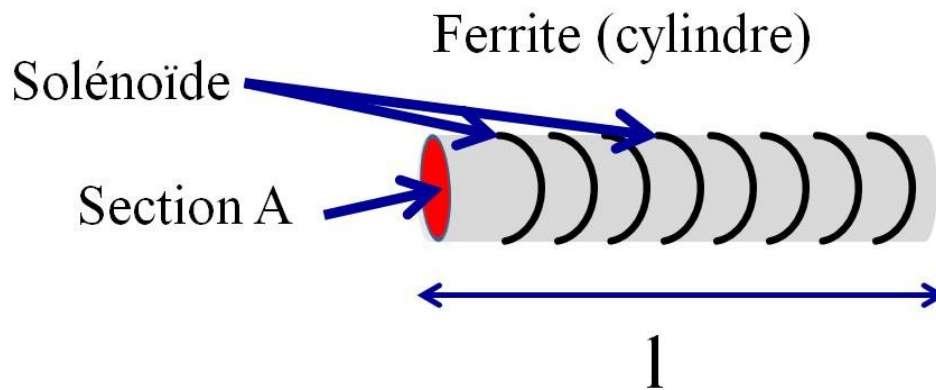


Fig. 4.1 : Barreau de ferrite entouré par un solénoïde formant une « antenne » en bande LF pour application RFID.

dimensions comparables à la longueur d'onde en bande UHF, devrait avoir un comportement semblable au cas statique en d'autres termes un courant aussi constant que possible le long de la boucle. Par analogie, dans le cas statique, le solénoïde est une structure multi spires qui produit un champ magnétique important, proportionnelle aux nombres de spires (ou encore au nombre de boucles superposées). Cette structure est utilisée en bande HF et en basses fréquences [1-6][3,4]. Elle est exploitée pour la fabrication des inductances, transformateurs et « antennes » champ proche également. Par exemple, on peut rencontrer des « antennes » en bande LF pour des tags RFID formées par un solénoïde enroulé autour d'un matériau en ferrite (Fig. 4.1). Son inductance est exprimée par la relation 4.1.

$$Inductance = \frac{\mu_0 \mu_{ferrite} n^2 A}{l} \quad (4.1)$$

Où A est la section du barreau de ferrite (cylindre à base circulaire) et l sa longueur. n étant le nombre de spires par unité de longueur. Dans la référence [2], on propose une « antenne » lecteur RFID HF sous forme d'un solénoïde. La structure du solénoïde est conçue à partir d'une technologie multicouche (Fig. 4.2-a). Elle est destinée à des applications où la lecture RFID est pointue c'est-à-dire cherchée sur une seule direction bien déterminée qui est l'axe du solénoïde. On utilise ici la caractéristique du solénoïde qui concentre le champ magnétique au niveau de son axe (Fig. 4.2-b). Le champ produit est proportionnel au nombre de spires. D'un point de vue réalisation, la structure contient plusieurs couches reliées à l'aide de vias (Fig. 4.2-a). Des modèles analytiques précis sont disponibles aussi en HF [5,6]. Toutefois, d'une manière générale, un solénoïde reste une structure volumique, difficile à intégrer, à mettre en œuvre, mais également coûteuse à réaliser. En dehors de la RFID, et basé sur une approche de réalisation originale, un exemple de structure de type solénoïde, réalisée en

technologie LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) est présentée dans [5]. L'objectif visé est de montrer la possibilité d'intégrer un tel composant passif au niveau d'un circuit intégré de type multi chip modules (MCMs).

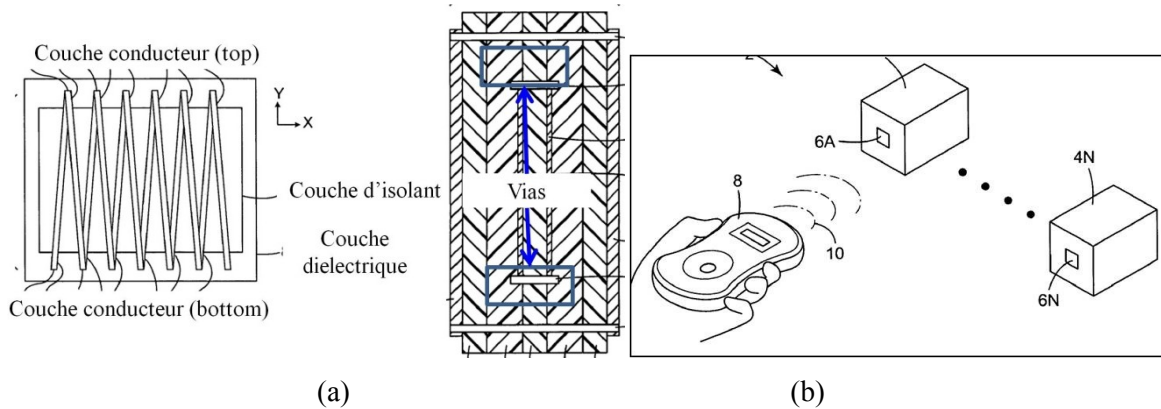


Fig. 4.2 : (a) « Antenne » solénoïde en RFID HF [2], (b) Application RFID HF visée.

Une inductance est ainsi réalisée à partir d'un empilement de 12 couches puis caractérisée jusqu'à 5 GHz. L'approche de réalisation reste complexe, couteuse et incompatible à mettre en œuvre pour réaliser une antenne RFID UHF champ proche.

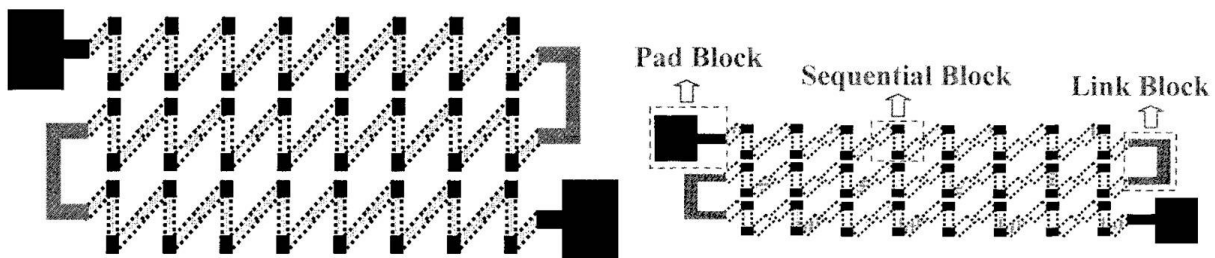


Fig. 4.3 : Structure d'une inductance sous forme d'un solénoïde à 5 GHz [3]

Toutefois, la possibilité d'augmenter la zone de lecture en jouant sur le nombre de spires reste une approche intéressante. C'est pourquoi, il paraît pertinent de chercher à concevoir une structure de type solénoïde pour des applications en RFID UHF champ proche. Comme nous avons pu le voir à travers les exemples présentés dans cette partie, ceci ne peut se faire sans apporter également une réponse à la problématique de la réalisation d'une telle structure. Là encore, seules des approches bas coûts sont compatibles avec la RFID et doivent donc être privilégiées. Nous présentons par la suite pour la première fois une antenne solénoïde compatible avec la RFID UHF en zone de champ proche. Comme nous allons le voir, cette antenne est réalisée d'une façon toute à fait originale qui rompt totalement avec les approches cités précédemment.

3. Etude de l'influence du nombre de spires d'une antenne solénoïde en bande UHF

En magnétostatique, un solénoïde S comportant n spires par unité de longueur et parcouru par un courant I produit un champ magnétique en un point M sur son axe oz (Fig. 4.4) qui s'écrit comme suit :

$$\vec{B}(M) = \mu_0 n I (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \vec{e}_z \quad (4.2)$$

θ_1, θ_2 : angles entre l'axe oz et le début et la fin du solénoïde

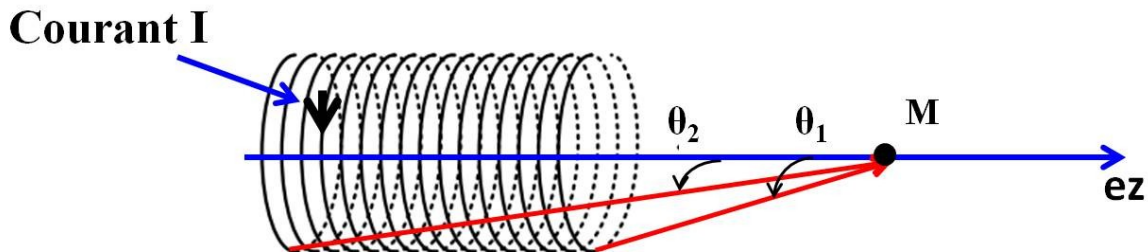


Fig. 4.4 : Structure d'un solénoïde S de n spires par unité de longueur et parcouru par un courant I .

Cette relation relie le champ magnétique au courant et nous montre que le module du champ B est proportionnel au nombre de spires N .

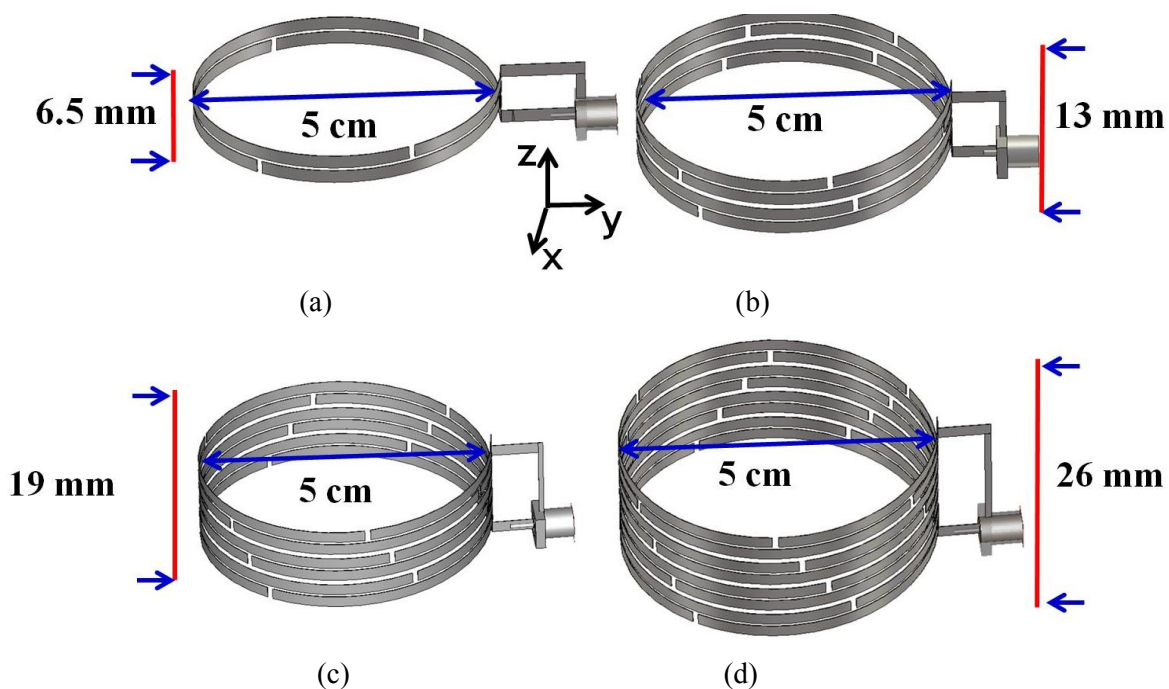


Fig. 4.5 : Antenne solénoïde pour différents nombre de spires : (a) 1 spire, (b) 2 Spires, (c) 3 spires, (d) 4 spires
Diamètre = 5 cm, longueurs varient entre 0.45λ et 1.82λ (λ pour la bande 868 MHz)

3.1. Etude de l'antenne solénoïde aux fréquences UHF

3.1.1. Approche par segmentation

Nous considérons une antenne en forme de solénoïde où le nombre de spire varie comme on peut le voir sur la Fig. 4.5. Nous appliquons la technique de segmentation sur toutes les versions de solénoïde. Comme le montre la Fig. 4.6, chaque spire du solénoïde est

formée par deux contours de segments de longueur L_t . Sur chaque contour, les segments sont séparés par un gap s . Les deux contours sont distants de s_1 .

Tableau 4-1 : Paramètres de segmentation utilisés pour les différents solénoïdes

Paramètres de segmentation (mm)		
<i>Longueur des segments (L_t)</i>	<i>Gap entre segments (même contour) (s)</i>	<i>Gap entre contours (s_1)</i>
50	1	0.5

Les paramètres de segmentation sont donnés dans le tableau 4.1. Les différentes longueurs des solénoïdes (avant enroulement) se trouvent dans le tableau 4-2. Le cas où le solénoïde comprend qu'une seule spire correspond au cas de la boucle circulaire, à la différence qu'ici la structure n'est pas plane (voir Fig. 4.5-a). Nous notons également que pour un diamètre $D = 5$ cm, c'est-à-dire un périmètre égale à 0.45λ à 868 MHz, dans le cas où le solénoïde ne contient qu'un seul tour, le fait de segmenter la structure ne va pas modifier la répartition de courant. En effet, dans ce cas, une boucle continue de même géométrie admet un courant uniforme sur le contour. Toutefois dès que l'on augmente le nombre de spires, la segmentation va permettre de conserver un courant constant et donc de maximiser le champ magnétique autour de la structure. Nous commencerons par étudier l'effet de la segmentation sur la configuration du solénoïde à 4 spires (Fig. 4.6). Pour ce faire, nous comparerons la répartition du courant et du champ magnétique entre un solénoïde segmenté (Fig. 4.6-a) et un solénoïde continu (Fig. 4.6-b) parfaitement adaptés à la fréquence 868 MHz. Nous pouvons noter sur la Fig. 4.7-a que la répartition du courant est quasi uniforme pour le solénoïde segmenté. En revanche, le courant s'annule à chaque demi-longueur d'onde pour le solénoïde non segmenté (Fig. 4.7-b). Par conséquent, dans le cas segmenté, le champ magnétique est plus uniforme notamment à l'intérieur du solénoïde tout en étant plus important en amplitude (Fig. 4.7-c, 4.7-d).

Tableau 4-2 : Hauteurs et longueurs des différents solénoïdes

Solénoïde	Hauteur du solénoïde (h) en mm	Longueur totale en mm
4 spires	26	628=1.82 λ_0
3 spires	19	471=1.3 λ_0
2 spires	13	314=0.9 λ_0
1 spire	6.5	157=0.45 λ_0

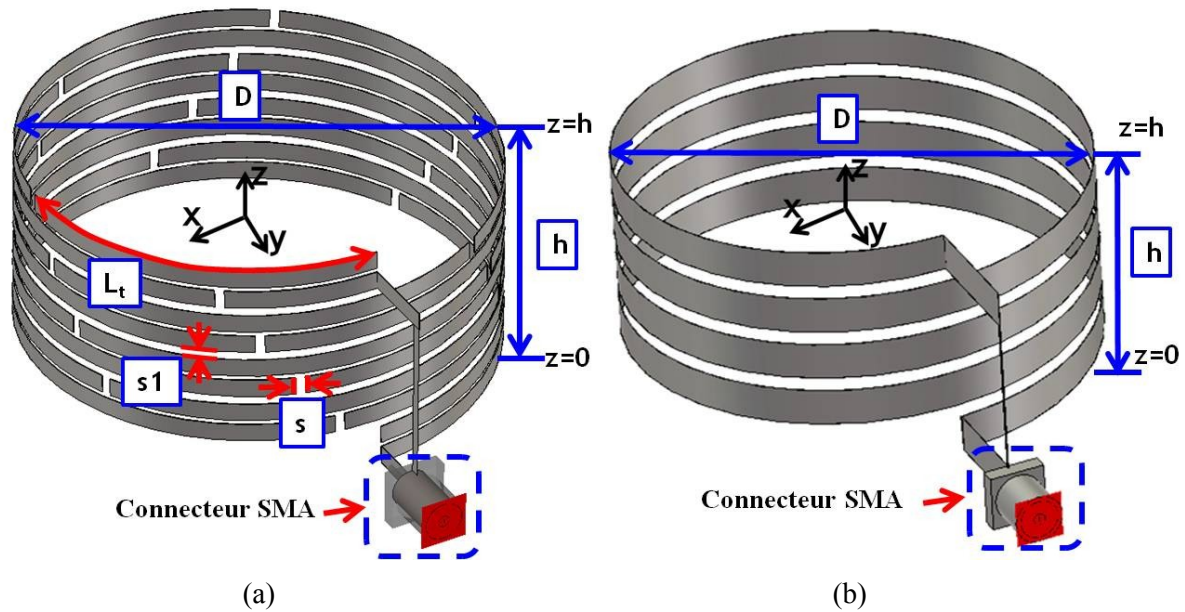


Fig. 4.6 : (a) Solénoïde segmentée à 4 spires, (b) Solénoïde continu à 4 spires

3.1.2. Etude de l'influence du nombre de tours sur le champ magnétique

Des solénoïdes comportant de 1 à 4 spires ont été conçus de manière à évaluer l'influence du nombre de spires sur l'amplitude du champ magnétique. Comme nous pouvons voir sur le tableau 4.2, les longueurs des lignes totales des solénoïdes, une fois dépliées, varient ainsi entre 0.45λ et 1.82λ . Nous garderons les mêmes paramètres de segmentation (Tableau 4-1) que pour le solénoïde de la Fig. 4.6-a. Pour fixer la fréquence d'utilisation de cette structure à 868 MHz, une méthode simple consiste à modifier la longueur L_a de la ligne qui relie le connecteur SMA au solénoïde. Toutefois, cette démarche reste coûteuse en temps de simulation, aussi nous avons préféré pour réaliser cette comparaison sur le nombre de spires, d'ajouter un circuit d'adaptation par éléments discrets au niveau du port d'entrée comme le montre la Fig. 4.8. Nous réglons ainsi très précisément la fréquence de fonctionnement à travers une simulation de type circuit (l'adaptation se fait en post-traitement et ne nécessite donc de simuler le solénoïde dans sa totalité qu'une seule fois). Ça nous permet également d'avoir un niveau de réflexion comparable entre les 4 structures ce qui est plus direct pour comparer les amplitudes des champs créés entre les différentes structures. En pratique, cette comparaison est d'autant plus simple à mettre en œuvre que sur CST Microwave, l'effet du circuit d'adaptation (Fig. 4.8-a) est directement pris en compte au niveau des résultats 3D comme la répartition du champ magnétique dans la structure. Pour effectuer cette étude nous avons eu recours à l'option

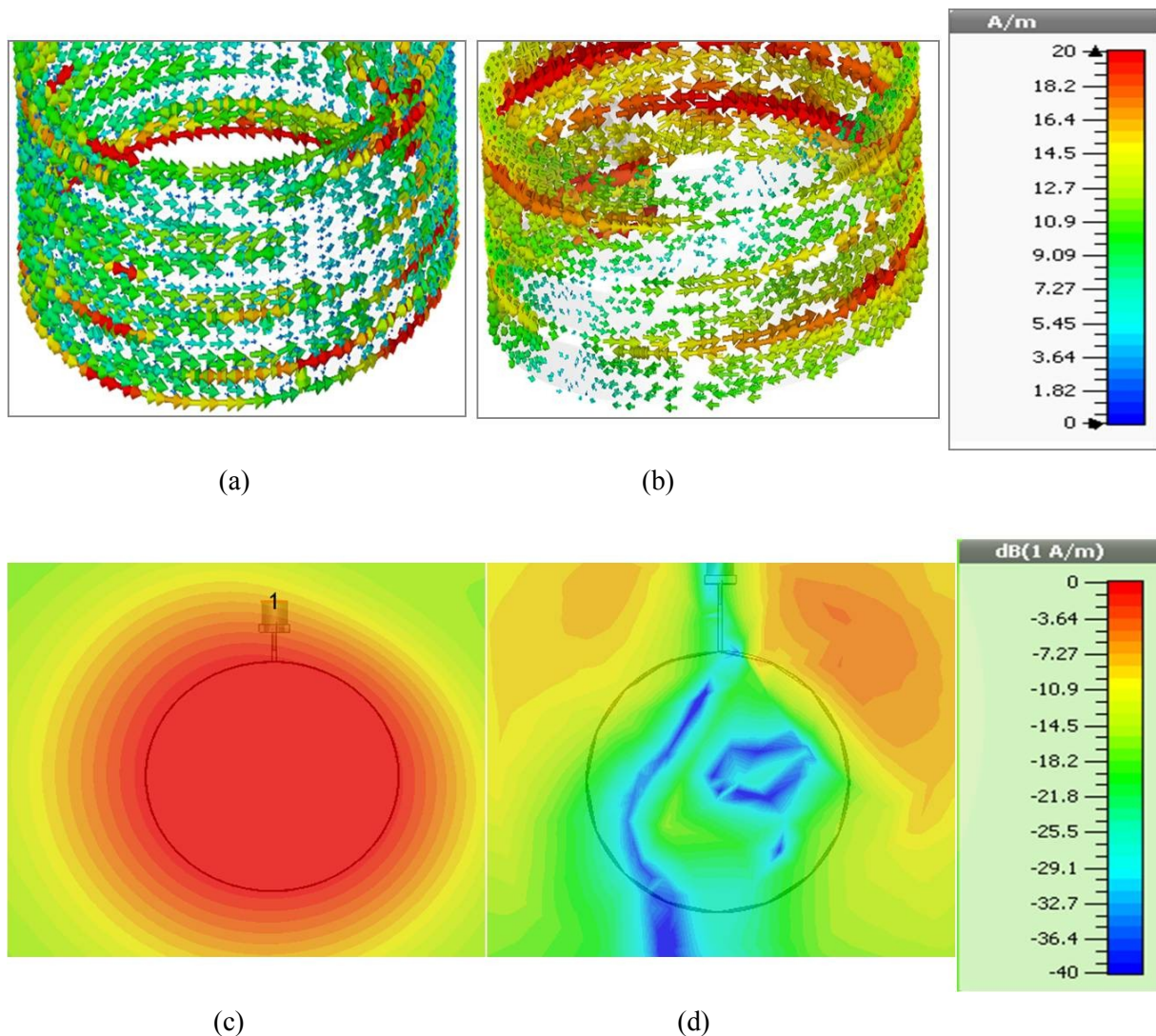


Fig. 4.7 : (a) Solénoïde segmentée à 4 spires, (b) Solénoïde continu à 4 spires

« Combine Results Simulation » disponible sur cet outil de simulation.

- **Utilisation de la fonctionnalité «Combine Result Simulation» [7]**

Le logiciel CST Microwave regroupe plusieurs modules de simulation qui permettent l'étude des différentes problématiques. On distingue la partie MWS (Microwave Studio) pour la simulation électromagnétique en 3D et le DS (Design Studio) pour la simulation circuit (1D). La partie 3D conçue sur MWS peut être incorporée dans le module DS où on peut étudier son comportement et son impact sur l'intégralité du système. Ce lien est bijectif, en effet, les modifications opérées au niveau système sur la partie circuit (module DS) sont intégrées sur le module MWS.

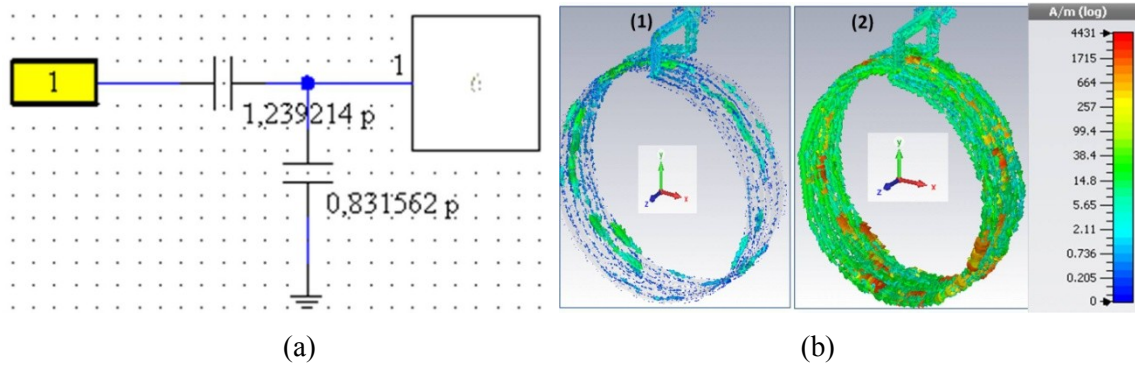


Fig. 4.8 : Utilisation de l'option « Combine Result Simulation» sous CST Microwave :(a) Ajout du circuit d'adaptation sur le module DS, (b) Mise à jour des résultats 3D sur le module MWS

Les quantités comme le champ magnétique, le champ électrique, le courant ou encore le diagramme de rayonnement [7] sont ainsi mis à jour.

Le champ magnétique pour les différentes configurations de solénoïdes est présenté sur la Fig. 4.9. Nous nous intéressons ici à la composante normale du champ (notée H_z) à la section transverse du solénoïde. Comme attendu, l'augmentation du nombre de spires permet d'obtenir un champ magnétique plus important. Ainsi pour un z donné, $z=0$ étant le plan où les solénoïdes sont posés, on va avoir un champ magnétique H_z plus important le tout dans un plus grand volume, ceci lorsque l'on considère la configuration à 4 tours. Toutefois, passé une hauteur de 10 cm, les amplitudes du champ décroissent fortement et cette différence devient négligeable. Pour évaluer précisément le lien entre le nombre de spires et la valeur H_z du champ magnétique, nous avons utilisé le modèle analytique introduit dans [8] qui permet de calculer le champ magnétique créé par une boucle de courant constant, de dimension quelconque par rapport à la longueur d'onde. Nous avons ainsi les expressions suivantes :

$$H_r = \frac{\beta(\beta a)^2 I_1}{2j} \cos \theta \cdot \exp(-j\beta R) \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{2m-2} D_{mk}^2 \frac{\left(\beta^2 a \cdot r \cdot \sin \theta / 2 \right)^{2m-2}}{(\beta R)^{2m+k}} \quad (4.3)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, R = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \sin \theta \cos \Phi'}$$

$$D_{m,k}^1 = \frac{(2m+k-1)! (-1)^m}{(2j)^k (2m-k-1)! k! m! (m-1)!}$$

$$D_{m,k}^2 = m D_{m,k}^1 \text{ for } m \geq 1, k > 0$$

Où I_1 est le courant sur la boucle, a son rayon, H_r la composante radiale du champ magnétique, (θ, r, Φ) les coordonnées polaires du point où le champ est calculé.

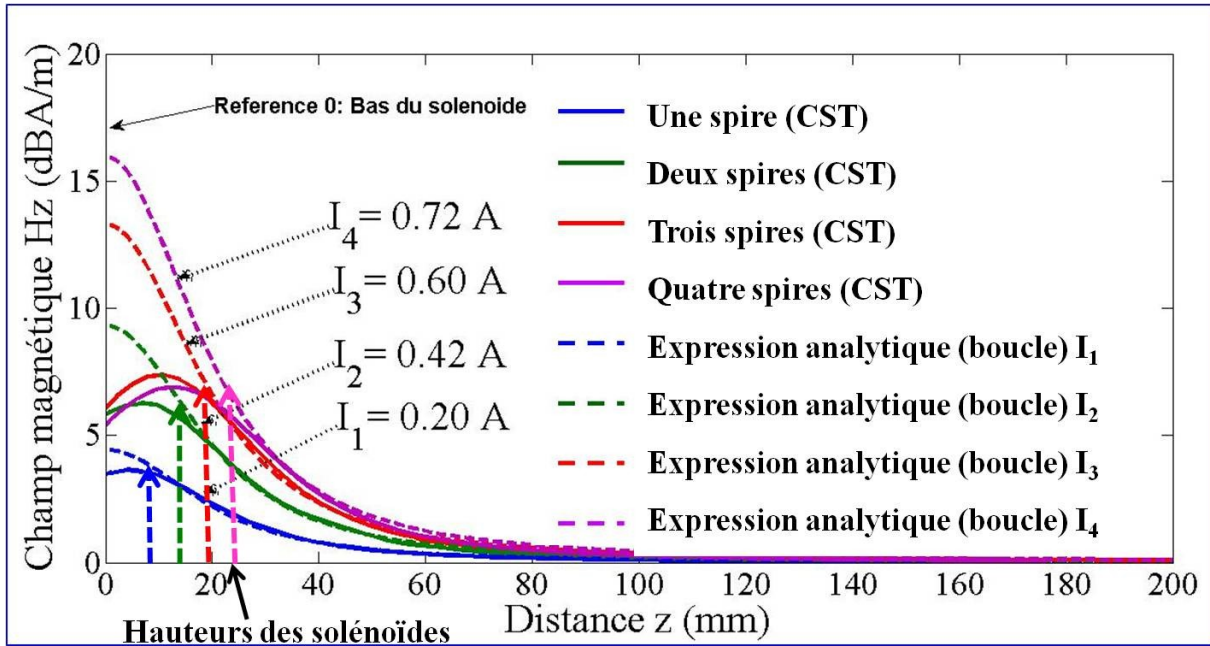


Fig. 4.9 : Variation du champ magnétique Hz en fonction de la distance z : Comparaison entre les courbes de champ analytique et les courbes de simulation des différentes structures de solénoïde étudiées

Dans ce modèle, le courant sur la boucle est considéré comme constant et égale à I . Nous notons que l’amplitude du champ magnétique est proportionnelle à I_l . Nous avons recherché les valeurs I_l qui permettent de fitter en fonction de z , la valeur du champ issue de l’expression (4.3) avec celles issues des simulations des solénoïdes comportant différents nombre de spires (Fig. 4.5). Les valeurs des courants I_i (i décrivant le nombre de spires) ainsi extraites sont données dans le tableau 4-3 (valeurs sur la diagonale du tableau). La comparaison des courbes de simulation CST avec les courbes issues du modèle analytique calculées avec les valeurs I_i obtenues est effectuée sur la Fig. 4.9. Nous pouvons noter que pour les zones en dehors du cylindre que forme le solénoïde (z supérieur à la hauteur du solénoïde), les courbes se superposent parfaitement.

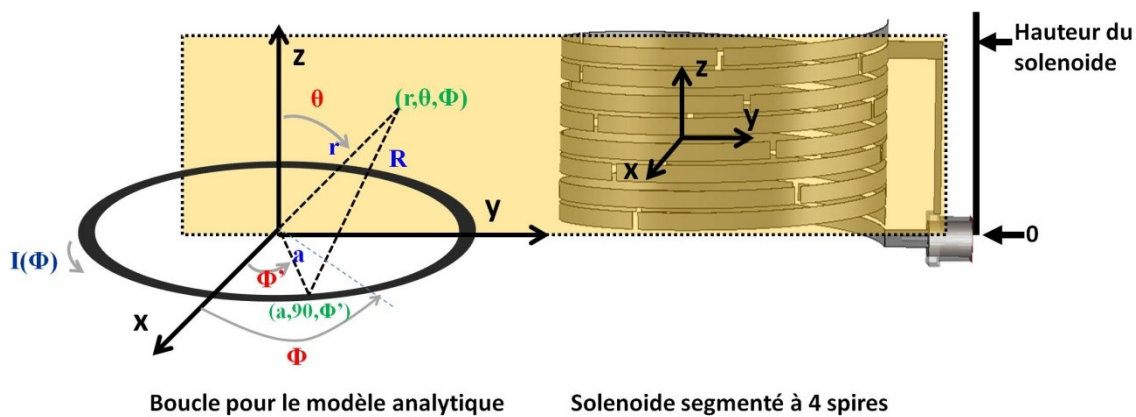


Fig. 4.10 : Modélisation de la zone valide pour la comparaison entre le solénoïde et la boucle du modèle analytique, région en pointillé délimite la zone non valide pour la comparaison

La boucle de courant correspondant à l'expression (4.3) n'ayant pas d'épaisseur dans le modèle utilisé, cette comparaison n'est pas valable pour des hauteurs z situées à l'intérieur des solénoïdes. Sur la Fig. 4.10, nous représentons la zone où la comparaison n'est pas valide. Par ailleurs, le fit a été effectué pour la partie en dehors de cette zone. Les relations entre les valeurs des courants extraits pour les différentes structures sont présentées sur les diagonales inférieures du tableau (4-3), alors que les diagonales supérieures du tableau décrivent les coefficients reliant les différents courants dans le cas linéaire. On entend par linéaire le cas où le courant total circulant sur l'antenne solénoïde modélisée par la boucle de courant (décrite par l'expression (4.3)) et proportionnel au nombre de spires, c'est-à-dire égale à i fois le courant circulant sur le solénoïde composé par une seule spire. Nous remarquons que jusqu'à 4 spires, les résultats sont très proches. Nous pouvons également considérer comme dans le cas statique que la valeur du champ magnétique H_z sur l'axe (dans le domaine de validité du modèle, à savoir pour un z supérieur à la hauteur du cylindre), est proportionnelle au nombre de spires.

Tableau 4-3 : Résultats de courants extraits et relation avec le nombre de spires

	1 spire	2 spires	3 spires	4 spires
1 spire	$I_1=0,20$ A	$I_2=2 I_1$	$I_3=3 I_1$	$I_4=4 I_1$
2 spires	$I_2=2,05 I_1$	$I_2=0,41$ A	$I_3=1.5 I_2$	$I_4=2 I_2$
3 spires	$I_3=3,00 I_1$	$I_3=1,46 I_2$	$I_3 =0,60$ A	$I_4=1.33 I_3$
4 spires	$I_4=3,60 I_1$	$I_4 =1,75 I_2$	$I_4 =1,20 I_3$	$I_4=0,72$ A

Pour terminer cette étude, nous avons extrait à partir du logiciel de simulation CST, la valeur moyenne du courant qui circule le long du solénoïde segmenté comportant un tour. Une valeur de 0.26 A est ainsi extraite. Ce résultat est très proche de 0.2 A obtenu en utilisant l'expression analytique. L'écart entre les deux valeurs peut s'expliquer par le fait que le modèle analytique est un modèle linéique, c'est dire qu'il ne prend pas en compte la section de la spire.

Pour conclure, nous avons pu voir que la configuration à 4 spires permet d'augmenter la valeur du champ magnétique. Elle reste le meilleur compromis entre d'une part la valeur du champ magnétique et d'autre part la complexité de réalisation, ceci par rapport à des géométries comportant un plus grand nombre de spires.

4. Antenne solénoïde segmentée à quatre spires pour lecteur RFID UHF champ proche

4.1. Etude comparative avec des boucles simples

L'antenne solénoïde segmentée à 4 spires est adaptée à la fréquence UHF, en optimisant la longueur de la ligne La qui relie le solénoïde au connecteur SMA (Fig. 4.6-a), sans avoir recours à un circuit d'adaptation à éléments discrets. Les lignes formant le solénoïde sont imprimées sur un substrat flexible pour pouvoir les enrouler et obtenir la forme 3D souhaitée. La Fig. 4.11-a présente le coefficient de réflexion simulé de l'antenne. Un très bon niveau d'adaptation est obtenu à 868 MHz. Nous considérons une antenne boucle segmentée planeaire de même diamètre (Fig. 4.11-b) que le solénoïde fonctionnant également sur la bande 868 MHz. Sur la Fig. 4.12, nous comparons la variation du champ magnétique du solénoïde avec celle de la boucle segmentée planeaire de même diamètre (Fig. 4.11-b) à la fréquence 868 MHz.

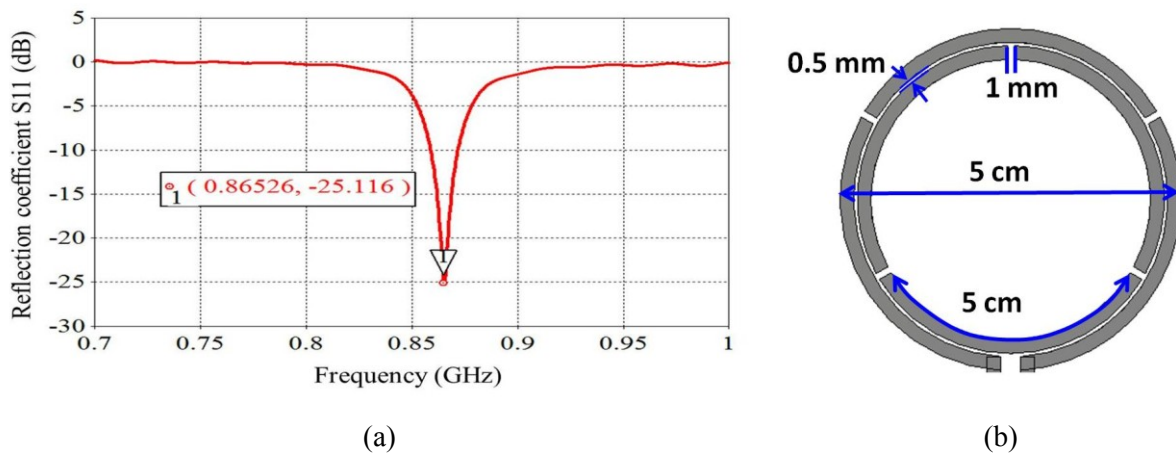


Fig. 4.11 : (a) Coefficient de réflexion du solénoïde à 4 spires (simulation), (b) Antenne boucle segmentée de diamètre 5cm.

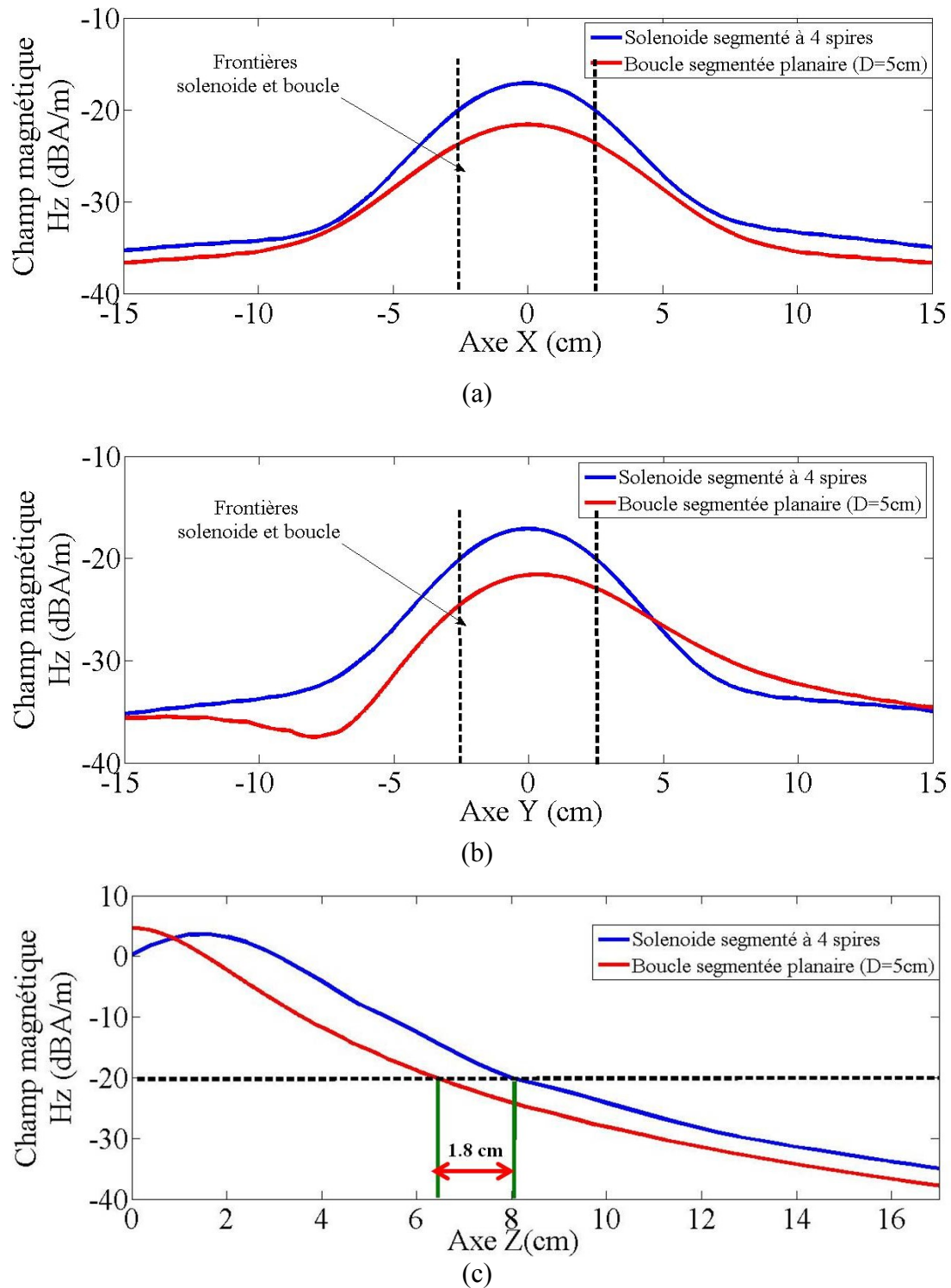


Fig. 4.12 : Variation du champ magnétique H_z : comparaison entre le solénoïde segmenté à 4 spires et la boucle segmentée planaire (Fig. 10-b): (a) suivant l'axe x à $z=10$ cm, (b) suivant l'axe y à $z=10$ cm, (c) suivant l'axe z au centre des antennes $x=0, y=0$.

La composante H_z du champ magnétique est représentée suivant l'axe x sur la Fig. 4.12-a et suivant l'axe y sur la Fig. 4.12-b pour les deux structures et à une hauteur $z = 7$ cm. La variation de H_z suivant l'axe z au centre du solénoïde et de la boucle est donné sur la Fig. 4.12-c. Nous remarquons une différence de 5 dB en faveur du solénoïde à une hauteur de 10

cm sur les axes x et y . Nous notons aussi sur la Fig. 4.12-c que le champ magnétique sur sa composante normale, au centre des deux antennes admet une amplitude plus importante dans le cas du solénoïde (gain entre 1 à 5 dB) et ceci jusqu' une quinzaine de centimètres. A partir de cette distance, les champs créés par les deux antennes à cette position (au centre de l'antenne) deviennent comparables. Cette différence est clairement due à l'effet du nombre de spires qui concentre le champ dans son voisinage et l'amplifie. En regardant l'évolution du champ en fonction de z , nous observons pour les deux configurations, qu'il est maximum au niveau du plan de symétrie (section traverse) du solénoïde. C'est pourquoi dans le cas du solénoïde ce maximum n'est pas en $z=0$. Nous notons toutefois que le champ magnétique est plus important dans le cas de la boucle lorsque l'on se place au centre, dans le plan $z=0$ ($x=0$, $y=0$, $z=0$). Le solénoïde de par sa troisième dimension (extension suivant z), assure donc une meilleure répartition en volume du champ, en moyennant d'une certaine façon la valeur du champ, permettant ainsi une répartition plus homogène. Sur la Fig. 4.13, nous pouvons voir une représentation en coupe (plan (x, y)) de la composante normale du champ magnétique H_z à une hauteur $z=7$ cm. La fenêtre d'observation est de $20*20$ cm², elle est centrée sur le repère qui est positionné au centre des antennes. Les cercles en pointillés sur les Fig.s 4.13-a, -b et -c délimitent respectivement la position du solénoïde segmenté à 4 spires, la boucle segmentée de diamètre 5cm et la boucle circulaire segmentée de diamètre 10 cm représentée dans le chapitre 3 (Fig. 3.33). Toutes les structures sont simulées avec la même puissance d'excitation à savoir 23 dBm (200 mW). Nous observons que le champ magnétique est plus important pour le solénoïde en comparaison avec les deux boucles. Si nous comparons les deux boucles, nous remarquons très clairement l'impact du diamètre qui joue à la fois sur l'amplitude du champ maximum mais également sur sa répartition dedans et autour de la structure. En effet, nous notons un champ magnétique plus important pour la boucle à plus grand diamètre. Par ailleurs, le champ magnétique au centre de la boucle est plus important pour la petite boucle. Nous notons que les très bonnes performances réalisées par l'antenne solénoïde où la répartition du champ (à amplitude identique) s'étale sur la même zone que celle de la boucle de 10 cm de diamètre, avec un champ magnétique maximum plus important. Nous voyons ainsi le rôle des spires qui concentrent le champ et créent une large zone où ce dernier à une amplitude importante.

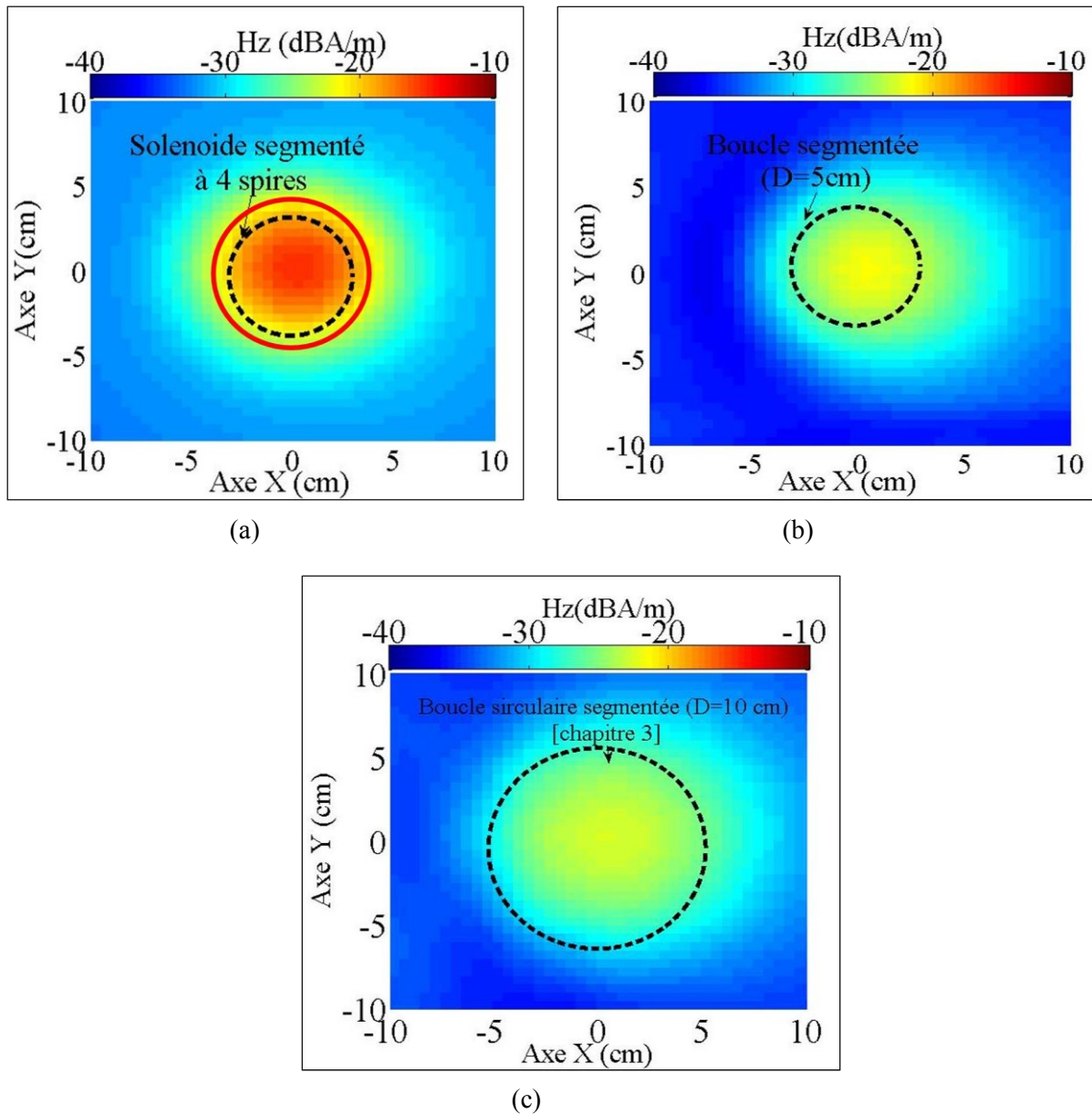


Fig. 4.13 : Coupe du champ magnétique H_z à sur un plan $z=7$ cm à la fréquence 868 MHz pour une puissance d'excitation de 23 dBm : (a) antenne solénoïde segmentée 4 spires, (b) antenne boucle planaire segmentée (5 cm de diamètre, Fig. 4.10-b) ; (c) antenne boucle circulaire segmentée introduite au chapitre 3 (5 cm de diamètre).

Sur le tableau 4-4, nous estimons la zone de lecture du solénoïde et de la boucle segmentée planaire à 5 cm de diamètre en considérant le seuil d'amplitude de champ magnétique fixé à -20 dBA/m. Nous constatons une différence de 30 cm² en faveur du solénoïde à un plan $z=1$ cm. En atteignant une hauteur de 7 cm le champ magnétique pour la boucle planaire est au dessous du seuil fixé. Cependant, nous enregistrons une zone de lecture de 29.1 cm². En conclusion, pour des applications nécessitant une portée de lecture inférieure à 8 cm, l'utilisation du solénoïde est plus avantageuse du point de vue de l'encombrement (25% de la surface d'une boucle) et de l'intensité du champ magnétique par rapport à l'antenne boucle segmentée ayant un rayon de 10 cm. D'autre part, en considérant qu'il est possible d'activer

un tag RFID à partir d'une valeur du champ magnétique de -20dBA/m , nous parvenons à augmenter la portée de lecture de 1.8 cm par rapport à une boucle planaire de même diamètre (Fig. 4.12-c). De plus, la zone de lecture obtenue est nettement supérieure pour le solénoïde qui à une hauteur ne dépassant pas les 3 cm.

Tableau 4-4 : Zone de lecture estimée par simulation selon un seuil de champ magnétique pour l'antenne boucle à 5 cm de diamètre et l'antenne solénoïde segmentée à 4 spires

Puissance d'excitation 23 dBm	Zone de lecture déterminée en simulation (cm ²)	
	Hz $\geq -20\text{dBA/m}$	
Plan de coupe z (cm)	1	7
Antenne boucle (5 cm)	71.87	0
Antenne solénoïde à 4 spires	101.82	29.43

4.2. Réalisation de l'antenne solénoïde

4.2.1. Technique d'impression par flexographie

Cette technique permet l'impression de cuivre sur des substrats flexibles tels que le PET. Elle est utilisée pour la réalisation des antennes des tags RFID UHF, des capteurs, des transducteurs faible courant et des circuits LED. L'impression de la structure se déroule en deux étapes [9,10]:

- 1- Impression des motifs à l'aide d'une encre catalyseur
- 2- Le substrat prés imprimé, est ensuite immergé dans une solution aqueuse pour un dépôt électrolytique qui va permettre d'avoir des pistes conductrices uniquement sur les motifs imprimé lors de la première étape.

La réalisation des circuits se fait ainsi par une approche additive où l'encre et le métal sont déposés uniquement aux les endroits prédéfinie lors de la conception. Il en résulte peu de déchets (métaux) ceci comparé aux autres technologies d'impression par gravure. Ceci présente un avantage d'un point de vue écologique. D'autre part, l'impression se fait sur des rouleaux en utilisant quatre têtes d'impression précises contenant 1000 buses chacune. La résolution de l'impression est égale à 360 dpi, ce qui équivaut à 141.73 pixel/cm. La zone d'impression est limitée sur sa largeur (22.8 cm), en revanche la longueur peut être très grande, elle équivaut à la longueur du film plastique une fois déroulé (plusieurs dizaines de mètres) ceci aussi bien pour du PET que du Melinex 339 dont l'épaisseur est de 100 μm . La résolution est définie de la manière suivante : la largeur minimale des pistes est 220 μm et le gap minimal entre deux pistes est de 130 μm . La réalisation d'un rouleau de 28.2 cm* 3m coûte aux alentours de 300 euros.

4.2.2. Prototypage du solénoïde

Les lignes segmentées formant notre antenne solénoïde sont imprimées sur un substrat de type PET, selon le processus décrit ci-dessus. La Fig. 4.14-a montre les lignes segmentées ainsi obtenues. Elles sont ensuite découpées et enroulées autour d'un cylindre en polystyrène de diamètre 5 cm (Fig. 4.14-b). Du fait de la flexibilité du substrat, le solénoïde, une fois formé, est fixé sur une plaque aussi en polystyrène pour mener une soudure correcte du connecteur SMA. Pour cela, nous utilisons une 'colle' conductrice qui s'utilise comme suit : nous déposons une petite quantité de colle sur la piste de cuivre et nous positionnons le connecteur à la bonne position. Ensuite, à l'aide d'un fer à souder réglé à 180°C, nous chauffons la colle, il en résulte la formation d'une substance conductrice qui va permettre la soudure des parties métalliques entre elles. Le connecteur peut ainsi être soudé à la piste de cuivre déposé sur le substrat PET.

4.3. Caractérisation du solénoïde segmenté

La caractérisation du solénoïde est effectuée avec le même banc de mesure que décrit précédemment (chapitre 3). Nous utilisons également le même tag RFID Aktag pour évaluer la zone de lecture et la distance de lecture maximale. Les portées de lecture sont données en positionnant le zéro au niveau du bas du solénoïde : plan $(x,y,z=0)$ (Fig. 4.15-a). le tag balaye 117 points soit une grille de 13×9 positions i (de coordonnées (x_i, y_i)) sur une zone de 20×20 cm² centrée sur le solénoïde. A chaque position, nous déterminons la distance de lecture maximale à l'aide du lecteur RFID UHF IMPINJ. Pour une puissance d'émission égale à 23 dBm, nous déterminons le volume de lecture (zone + portée).

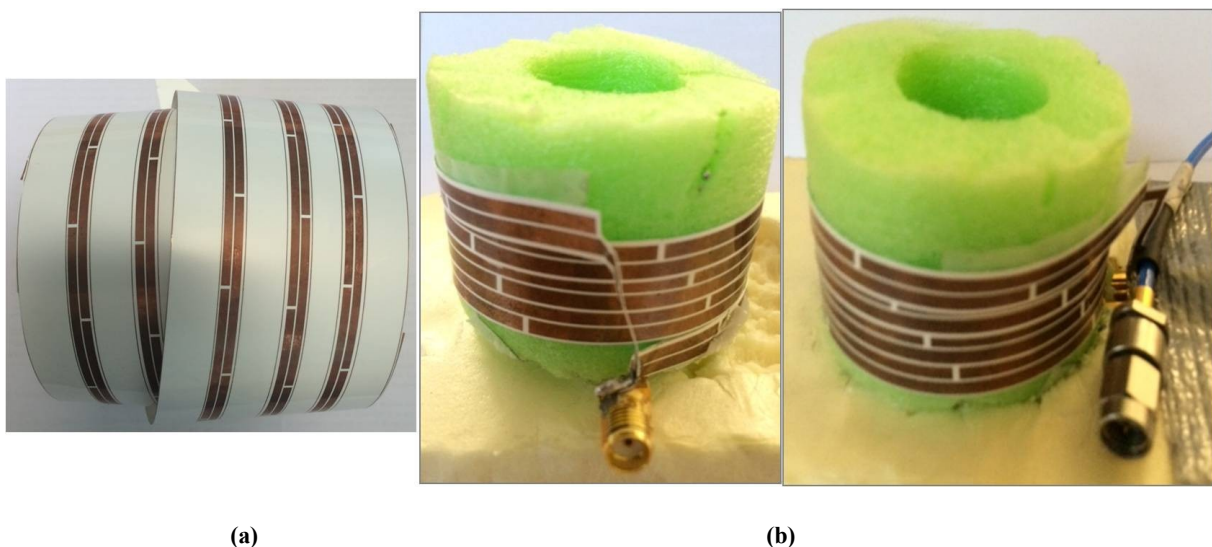


Fig. 4.14 : (a) lignes imprimées sur PET, (b) solénoïde : lignes enroulées sur un cylindre de diamètre 5cm

Nous présentons sur la Fig. 4.15, la zone de lecture obtenue pour un Aktag. Nous parvenons à détecter le tag à une distance maximale de 8 cm. Juste au dessus du solénoïde à $z=3$ cm, le tag est détectable sur 90% de la zone définie pour le balayage. En se plaçant sur un plan $z=7$ cm, nous déterminions la zone de lecture et nous la comparons au résultat de simulation illustré dans le tableau 4-4. Un autre résultat important est que la zone où en simulation le champ était supérieur ou égal à -20 dBA/m correspond à la zone de lecture déterminée en pratique (Fig. 4.13-a) (tableau 4-4).

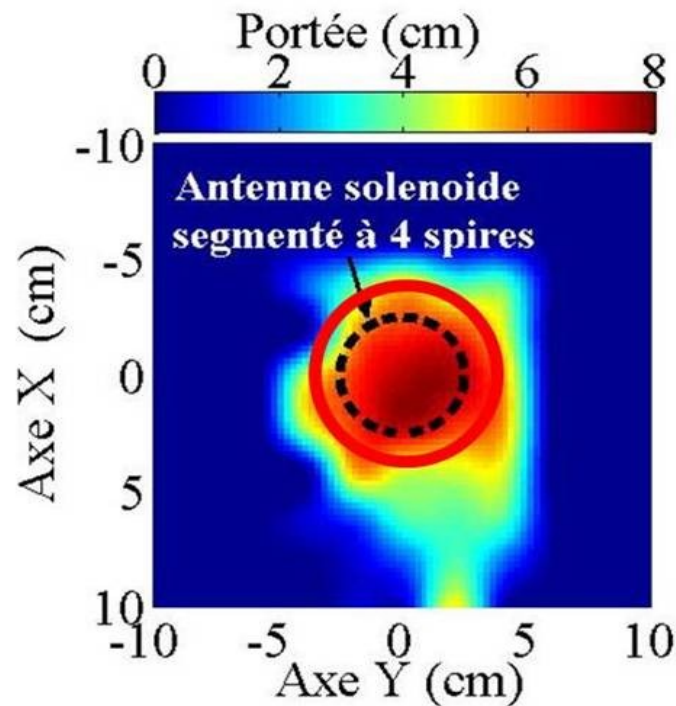


Fig. 4.15 : Zone de lecture déterminée par mesure, cercle rouge délimité la zone où la portée Est supérieur ou égale à 7 cm

Ce résultat est en adéquation avec le critère des -20 dBA/m utilisé au chapitre 3, pour la détermination de la portée théorique de l'antenne.

D'autres parts, nous effectuons une mesure sur l'antenne boucle segmentée planaire à 10 cm de diamètre en utilisant le tag Ak et le lecteur RFID à la même puissance 23 dBm dans l'objectif de déterminer sa portée maximale. Nous enregistrons une distance de lecture maximale de 6 cm soit un 1 cm de moins par rapport au solénoïde segmenté.

5. Application : antenne lecteur « bracelet » intégrée sur les vêtements

5.1. Motivation

De nos jours, on se dirige vers offrir plus de confort aux êtres humains à partir de l'automatisation de certaines tâches pour les rendre plus faciles. D'autre part, le corps humain est devenu le centre autour duquel tournent toutes les nouvelles inventions technologiques dans le domaine de communication sans fil et capteurs. Il existe plusieurs dispositifs qui jouent le rôle de capteur dans différents domaines placés sur le corps humain ou à son voisinage.

On distingue les capteurs médicaux (rythme cardiaque, température, Fig. 4.16-b) où, les chaussures et les lunettes intelligentes (Fig. 4.16-c,d). Ces dispositifs exploitent l'énergie musculaire pour fonctionner [11,12] comme il est le cas dans les capteurs utilisant la vibration du corps humain et des composants piézoélectriques pour restituer de l'énergie et assurer une autonomie pour les capteurs [12]. Nous distinguons aussi les tags RFID fonctionnant comme

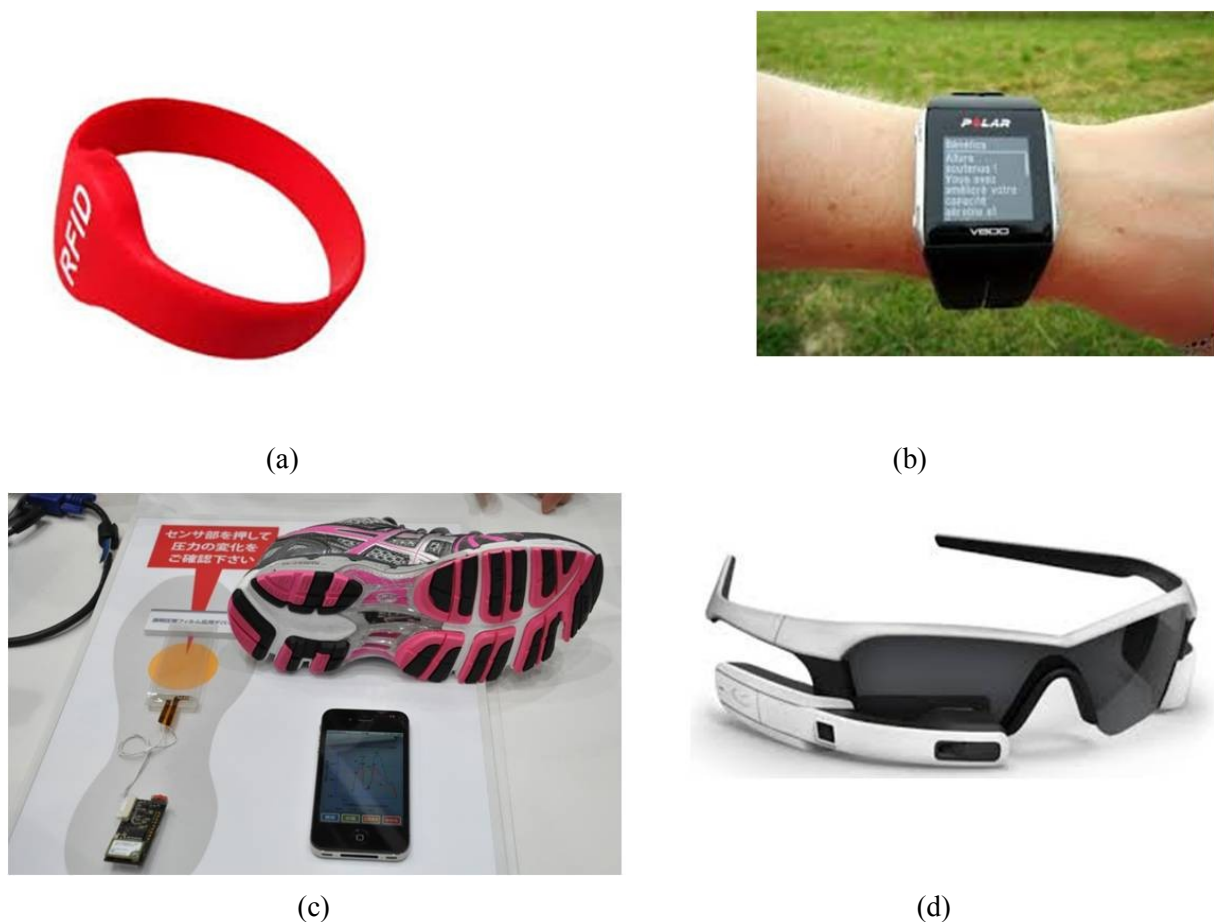


Fig. 4.16 : Exemples des dispositifs implantés sur le corps humain : (a) tag RFID bracelet (<http://french.rfid-smartcard.com/>), (b) capteur de rythme cardiaque (nakan.ch), (c) chaussures intelligentes, (d) lunettes intelligentes (lemonde/festival.fr)

capteurs de température à une puissance de 100 nW. Par ailleurs, Ces dispositifs sont fonctionnels autour du corps humain. Ils disposent de boîtiers miniatures. Des circuits en micro et nano électronique sont implémentés dans ces boîtiers extrêmement compacts [13-

15]. Désormais le corps humain est connecté par la transmission des données à partir de ces boîtiers vers les stations de base. D'autres parts, l'inventaire des articles dans les dépôts ou les grandes surfaces par l'intermédiaire des lecteurs mobiles soit pour le code à barres ou la RFID. Généralement, l'inventaire s'accompagne par des tâches de maintenance. Les deux tâches se déroulent séquentiellement en vue le recours aux deux mains de l'utilisateur. C'est pourquoi, un lecteur RFID directement intégré aux vêtements permettrait l'automatisation de cette tâche d'inventaire tout en libérant au moins une main à l'utilisateur.

En se projetant dans l'avenir, il est possible d'imaginer que le lecteur RFID sera intégré aux lunettes. L'antenne, d'autre part, pourrait être incorporée sur les manches de l'uniforme de l'agent chargé de la tâche d'inventaire. . On note toutefois que l'antenne lecteur doit respecter la régulation (limitation de la puissance d'émission en fonction du spectre). Ces contraintes sont d'autant plus importantes ici que dans cette configuration, l'antenne serait quasiment en contact avec le corps humain. Coté réalisation, on peut imaginer chercher à l'intégrer sur des matériaux textiles. Dans ce scénario, une distance de lecture de quelques centimètres pourrait répondre à un grand nombre de problématiques de lectures actuelles.

Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons, comment une telle antenne pourrait être réalisée à partir de l'antenne solénoïde introduite précédemment. Cette antenne prendrait ici la forme d'un bracelet et serait donc porté au poignet. Cette antenne se caractérise par :

- un fonctionnement en RFID UHF champ proche qui permettra un mode de lecture rapide (tags /articles détectés en même temps) sur une zone limitée de l'espace.
- L'utilisation d'un substrat flexible PET, ce qui facilitera son intégration aux vêtements dans un second temps.
- Un procédé de fabrication bas coût.
- Un respect pour la régulation de puissance au voisinage du corps humain.

5.1.1. Design de l'antenne bracelet, résultats de simulation

L'antenne « bracelet » est simulée sous CST Microwave (Fig. 4.17). Elle est formée en enroulant deux tours une ligne segmentée. Son rayon est $DI=8$ cm. Nous appliquons les mêmes paramètres de segmentation que l'antenne solénoïde. Nous associons un connecteur

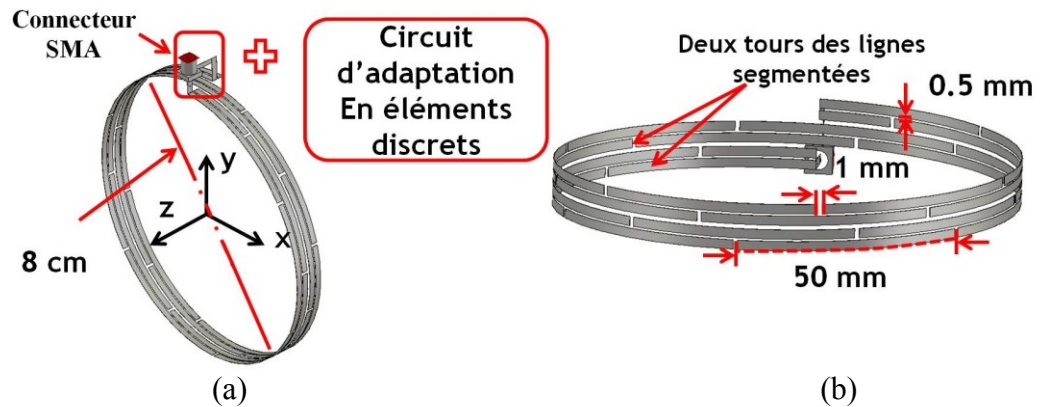


Fig. 4.17 : (a) Géométrie de l'antenne bracelet, (b) Paramètres de segmentation de l'antenne bracelet.

SMA pour l'excitation dans le design simulé (Fig.4.17-b). L'adaptation de l'antenne est réalisée à partir d'un circuit en éléments discrets comme le montre la Fig. 4.19-a. L'antenne est bien adaptée pour la bande 868 MHz (Fig. 4.18). Nous regardons par la suite le champ magnétique et le courant circulant sur l'antenne« bracelet » à cette même fréquence. Comme attendu, le courant garde un même sens de circulation (Fig. 4.19-a) et le champ magnétique au voisinage de l'antenne (plan $z=0.5$ mm) est uniforme et important (Fig. 4.19-b).

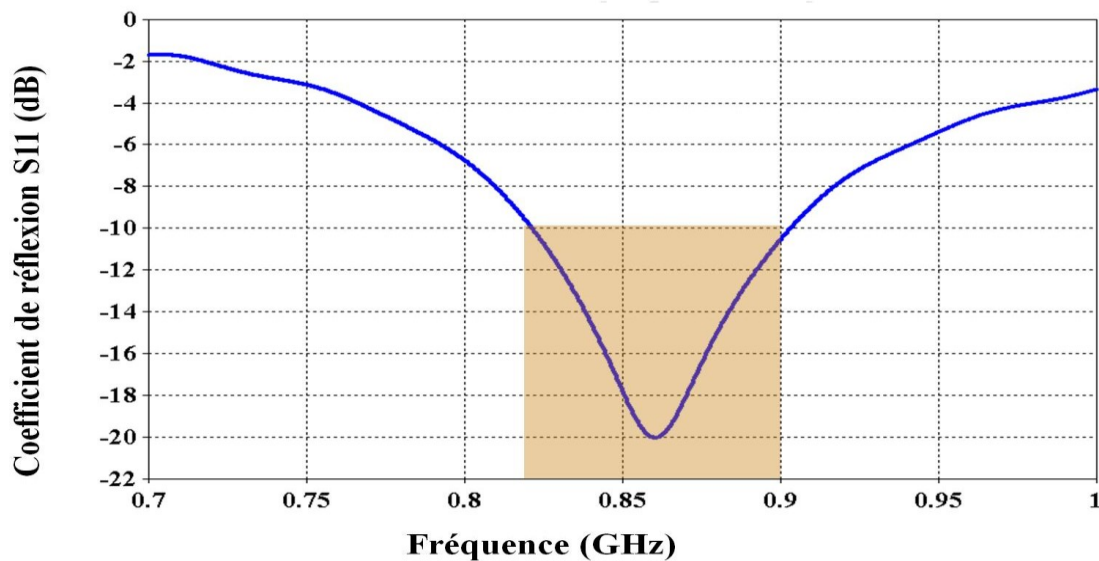


Fig. 4.18 : Bande passante de l'antenne bracelet, 75 MHz de bande passante à -10 dB

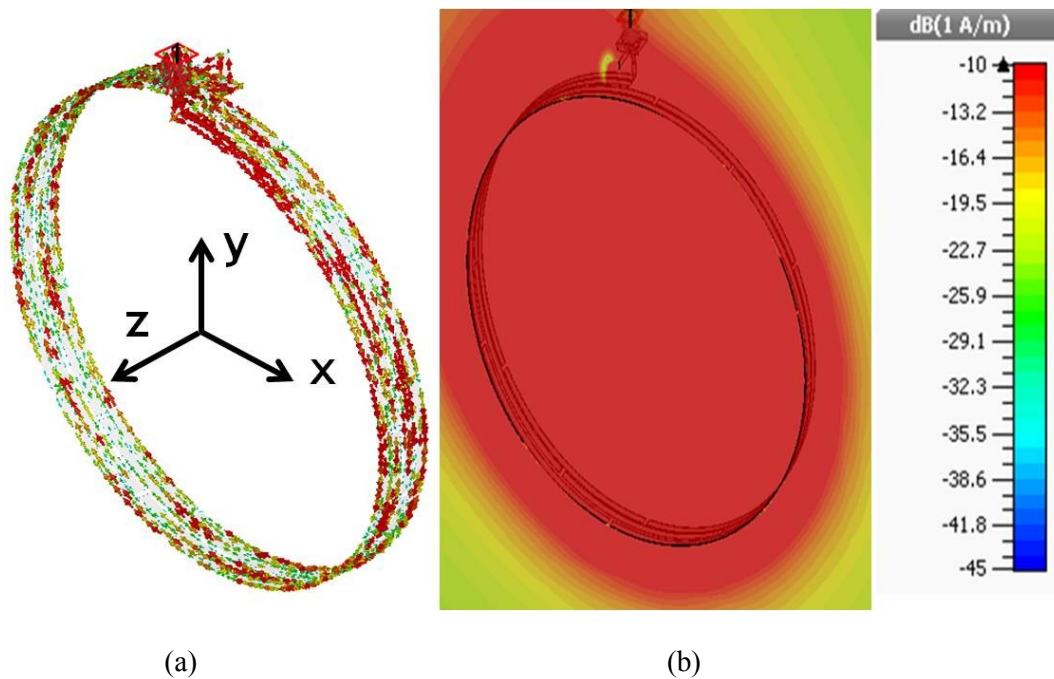


Fig. 4.19 : Résultats de simulation pour le courant et le champ magnétique sur sa composante normale H_z à la fréquence 868 MHz pour l'antenne bracelet :(a) Circulation de la densité de courant, (b) répartition du champ magnétique pour $z=0.5$ mm.

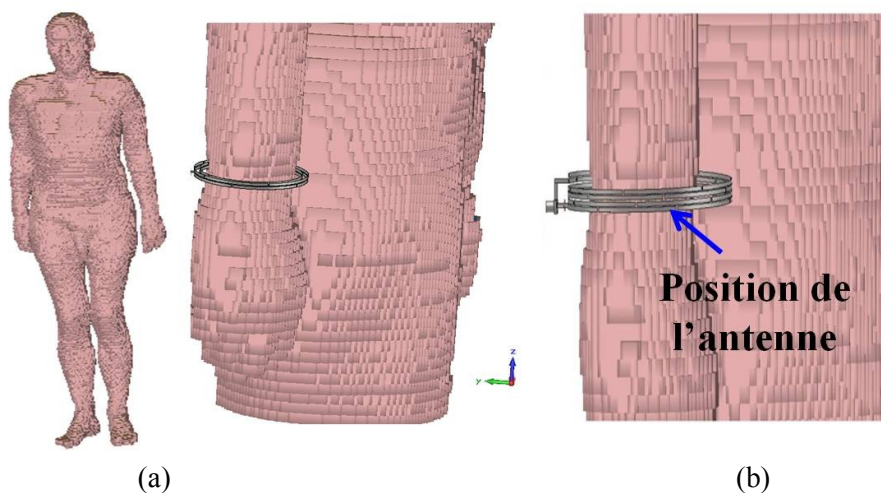


Fig.4.20 : (a) Modèle de corps humain (voxel) sous CST Microwave utilisé pour la simulation, (b) antenne bracelet placée sur le modèle de corps humain

Comme discuté précédemment, cette antenne pourrait être destinée à fonctionner au voisinage du corps humain. La réglementation impose une limite sur la valeur de la puissance absorbée par le corps humain. Cette grandeur n'est autre que le SAR pour « signal absorbed rate ». Elle s'exprime en W/kg et ne doit pas dépasser les 4 W/kg pour le corps humain [16]. Pour évaluer le SAR, nous avons eu recours à un modèle de corps humain présent sous CST Microwave qui s'appelle voxel [17] (Fig. 4.20-a). L'antenne est ainsi placée sur ce Phantom comme le montre la Fig. 4.20. Le SAR est évalué pour deux valeurs de puissance d'excitation, à savoir 1 W (30 dBm) et 0.2 W (23 dBm). Les résultats sont donnés sur la Fig. 4.21. Nous remarquons

que le maximum d'énergie absorbée par le corps se trouve au centre de l'antenne et atteint 3.20 W/kg pour une puissance de 1 W (Fig. 4.21-a) et 1.42 W/kg pour 200 mW de puissance (Fig. 4.21-b). Nous constatons que ces deux valeurs sont au-dessous de la limite fixée par la réglementation. L'adaptation de l'antenne est maintenue avec le circuit en éléments discret rajouté. L'impact du corps humain est surmonté par l'utilisation du champ magnétique durant la communication RFID et l'ajustement des valeurs du circuit d'adaptation par simulation de l'antenne en présence du modèle corps humain sur l'outil de calcul électromagnétique.

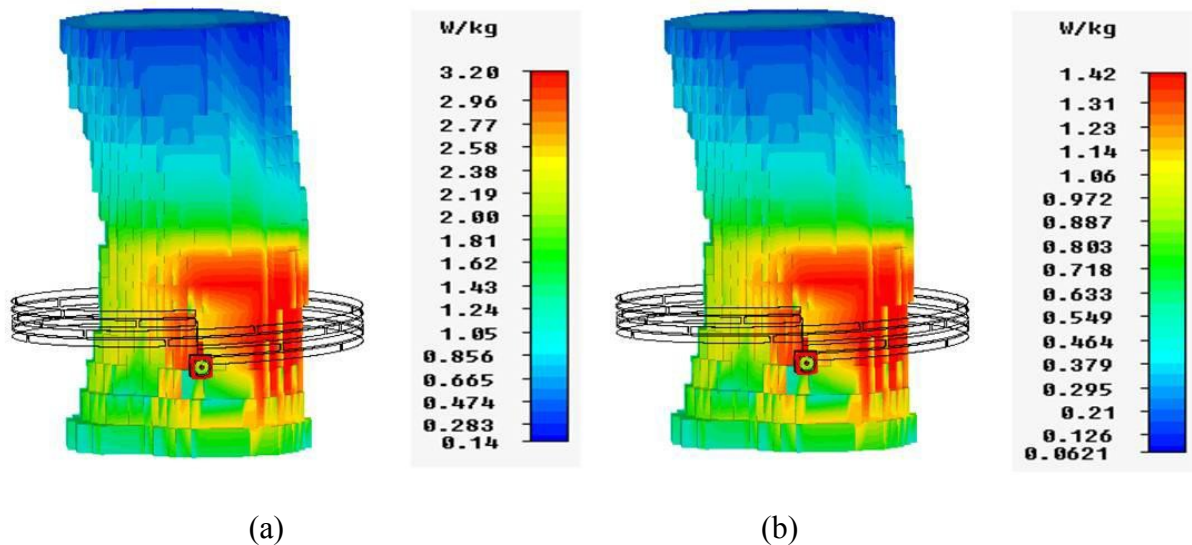


Fig. 4.21 : Niveau de SAR simulé, (a) puissance d'entrée 30 dBm, (b) puissance d'entrée 23 dBm

5.2. Réalisation de l'antenne

Les lignes formant le bracelet sont imprimées sur le PET selon le même procédé que l'antenne solénoïde segmentée. Elles sont ensuite enroulées (Fig. 4.22-a) puis le connecteur SMA est soudé aux bornes de l'antenne (Fig. 4.22-b).

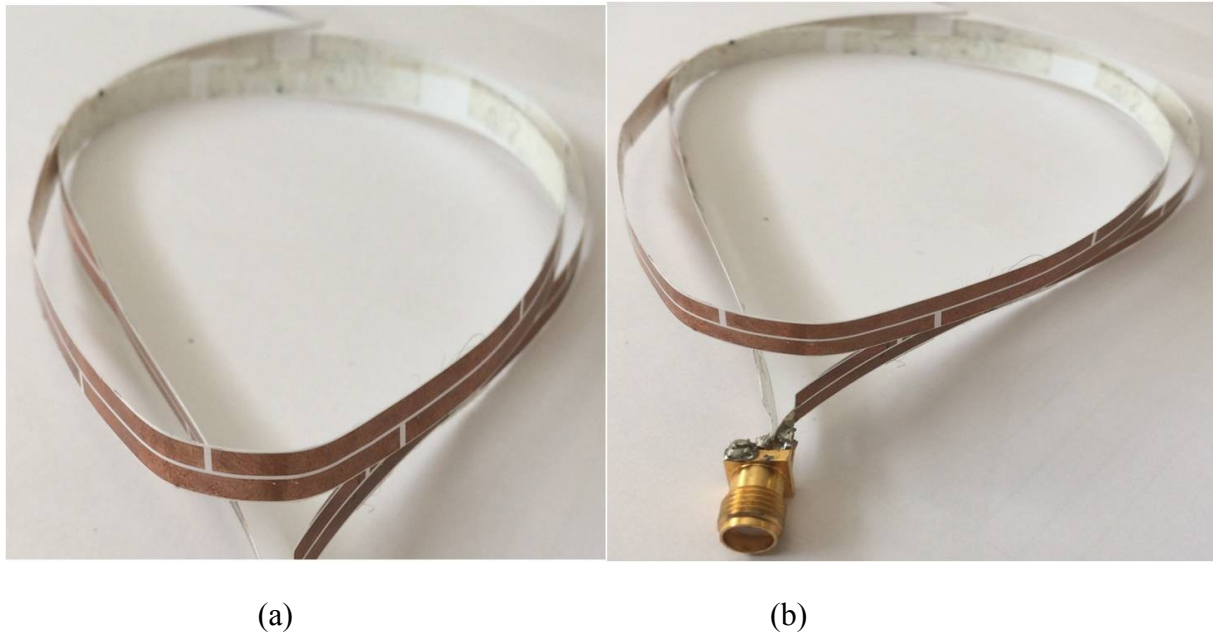


Fig. 4.22 : Antenne bracelet, (a) enroulement des lignes segmentées en forme circulaire, (b) soudure du connecteur SMA.

Le substrat étant flexible, la forme de l'antenne est directement impactée par les manipulations que l'antenne peut subir en pratique. De plus les performances de l'antenne sont très fortement liées à la forme de l'enroulement des spires. Il en résulte qu'il est nécessaire d'accorder une attention toute particulière à ce problème. Pour la suite, nous considérons deux enroulements différents, c'est-à-dire réalisés à la main et présentant donc des variations de formes, d'espacements entre les tours comme le montre la Fig. 4.23.

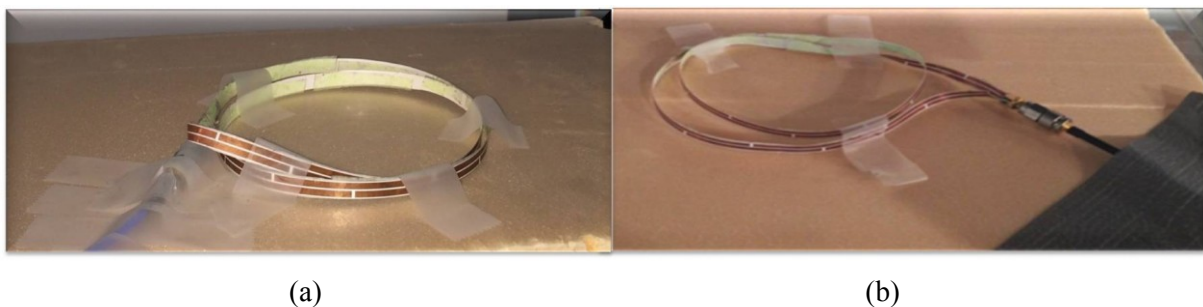


Fig. 4.23 : Antenne bracelet fixée sur un support en polystyrène : (a) prototype 1, (b) prototype 2.

5.3. Caractérisation de l'antenne

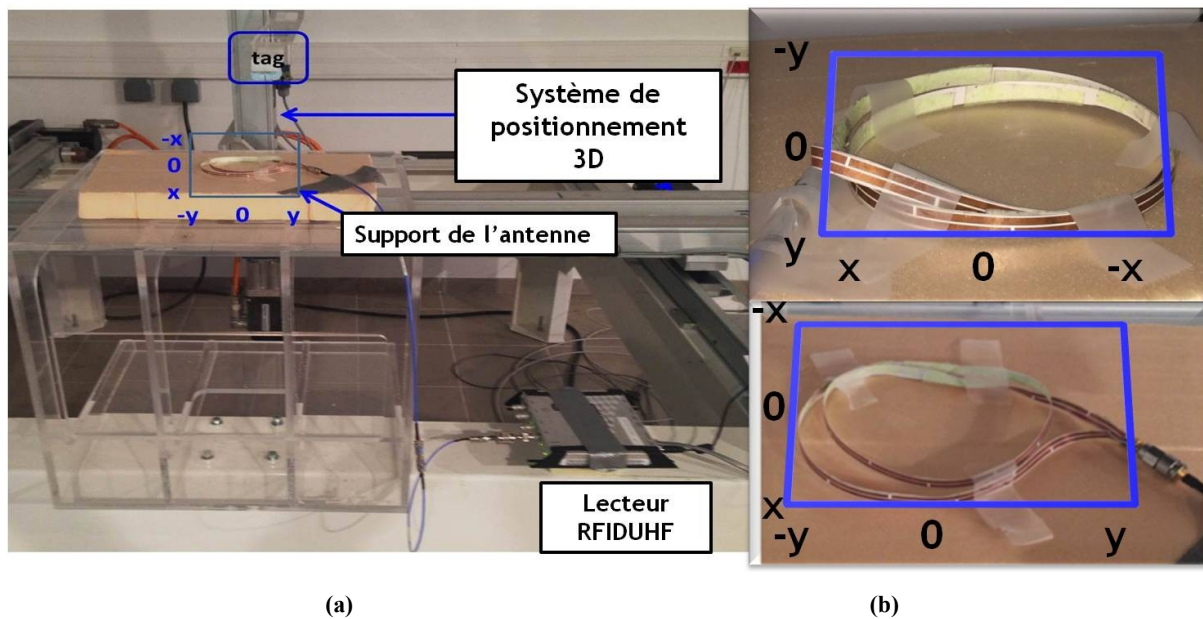


Fig.4.24 : (a) Antenne bracelet placée sur le banc de caractérisation : (b) prototypes 1 et 2 et représentation de la zone de caractérisation.

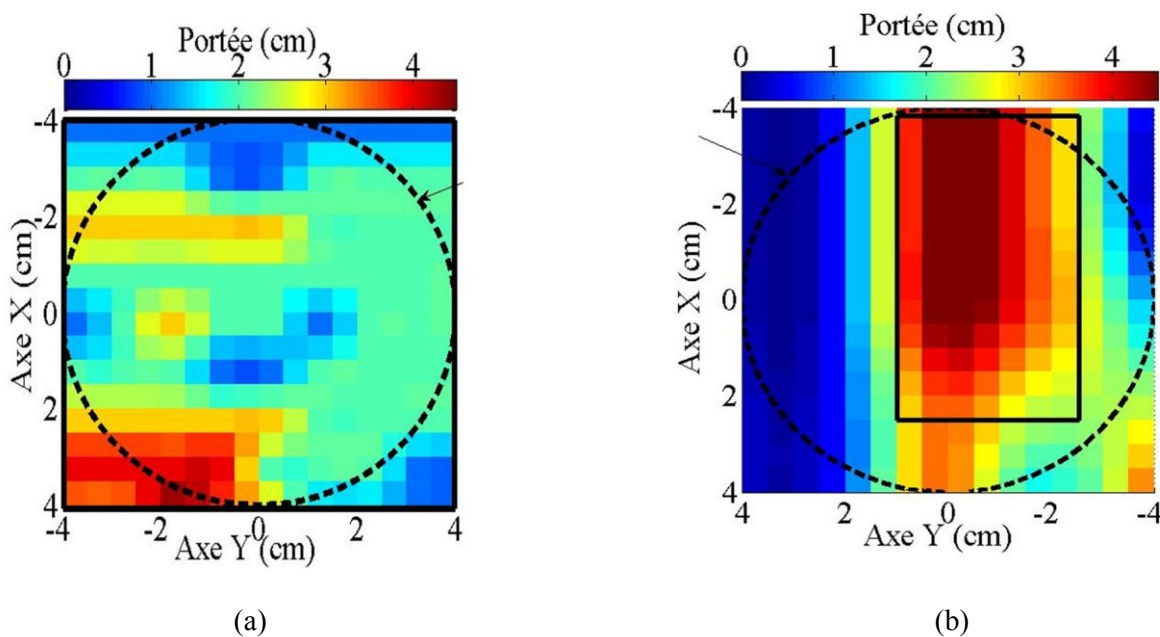


Fig. 4.25 : Zone de lecture déterminée expérimentalement pour les deux prototypes d'antenne bracelet : (a) prototype 1, (b) prototype 2

Le même banc de caractérisation RFID UHF champ proche que précédemment est utilisé pour évaluer le volume de lecture du bracelet (Fig.4.24). Le bracelet est placé sur le plan $(x, y, z=0)$. L'Aktag parcourt 81 points sur une zone de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ centrée sur le bracelet. Pour chaque point, la distance lecture maximale est déterminée à partir de la mesure de la puissance minimale nécessaire pour assurer la lecture du tag. La puissance du lecteur IMPINJ est fixée à 23 dBm. Nous représentons sur la Fig. 4.25 la zone de lecture ainsi obtenue expérimentalement, ceci pour les deux prototypes.

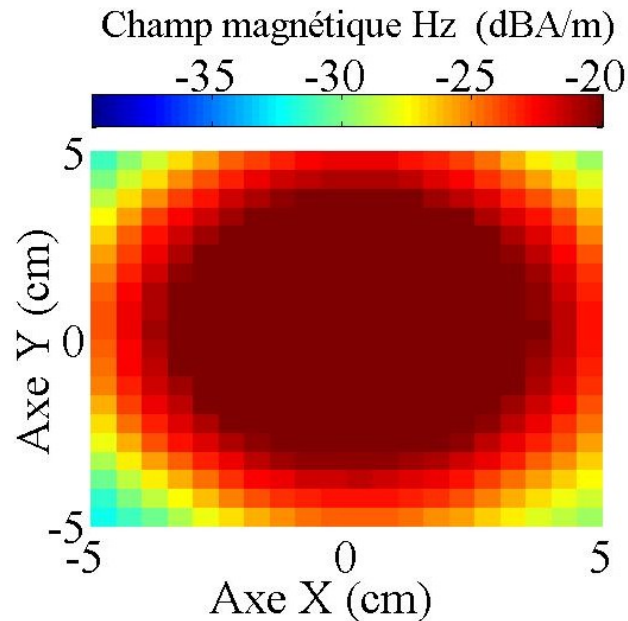


Fig. 4.26 : Plan de coupe du champ magnétique obtenu en simulation à $z=45$ mm pour l'antenne bracelet à 868 MHz

Le périmètre des antennes est précisé sur la Fig.4.25 par des traits discontinus. Le prototype 1 crée une zone de lecture de $8*8$ cm² avec une portée minimale de 2 cm. En revanche, la zone se réduit à $6*8$ cm² pour le deuxième prototype, pour une portée identique. Les deux prototypes détectent le tag RFID à une distance maximale 4.5 cm. Sur un plan $z=4.5$ cm, le prototype 2 couvre une région de $6*3$ cm² en différence avec le résultat de simulation (voir Fig. 4.25). Sur la Fig. 4.25, nous pouvons noter que la région avec le seuil du champ ($\text{Hz} \geq -20\text{dB(A/m)}$) déjà défini, est plus importante que celle obtenue au même plan par mesure. Le gap maintenu entre les deux contours du bracelet pour le prototype s'approche du design simulé. Ceci explique la concentration du champ au centre de la boucle et par la suite la zone de lecture localisée au centre aussi. Cependant, la différence dans la taille de la zone provient de la déformation de la géométrie du prototype de la boucle. En considérant, un plan de lecture pour une hauteur $z=2$ cm, le prototype 1 possède une large zone de lecture en comparaison avec le prototype 2. Nous notons ainsi une augmentation de 30% en faveur du prototype 1. En revanche, pour une lecture à une hauteur supérieure à 2 cm ; le prototype 2 est plus performant. La dégradation de la zone de lecture pour le prototype 2 au niveau des bords de l'antenne peut être expliquée par la diminution de l'effet de couplage due à une distance importante séparant les deux tours formant l'antenne (Fig. 4.23).

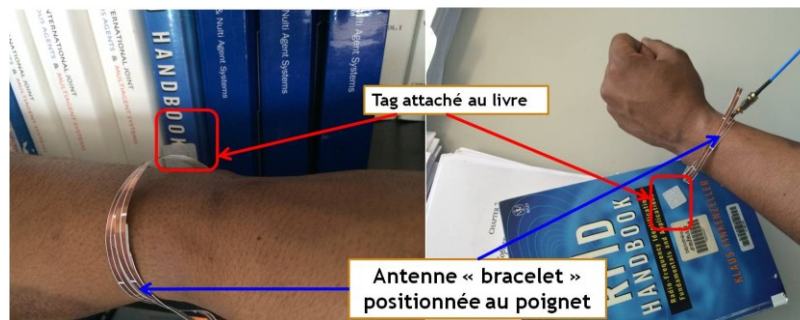


Fig. 4.27 : Test de lecture en pratique de l'antenne bracelet positionnée au poignet, lecture d'un tag Ahtag positionné sur un livre.

En plus de la caractérisation du volume de lecture de l'antenne bracelet à partir de notre banc de mesure, nous nous intéressons à reproduire un cas pratique en positionnant l'antenne (prototype 1) autour du poignet. L'objectif ici est de détecter un tag placé sur un livre (voir Fig. 4.26). Nous observons que le tag est détecté pour un espacement de l'ordre de 2 cm (Fig. 4.26). Cette position de l'antenne lecteur sur le poignet permet de réaliser les tâches d'inventaire en libérant une main de l'utilisateur. Cette configuration permet d'automatiser la lecture dans certains scénarios rencontrés en pratique. L'intégration de l'antenne dans les vêtements via une couture maintiendra une distance fixe de l'antenne par rapport au corps humain. De plus, nous obtiendrons une forme d'antenne très proche de cercle.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu démontrer l'efficacité de la technique de segmentation en s'intéressant pour la première fois à des structures 3D. Nous avons pu voir l'utilité d'une antenne 3D prenant la forme d'un solénoïde. On constate dans ce cas, comme en magnétostatique que l'amplitude du champ est proportionnel au nombre de tour.

Cette antenne permet d'obtenir des performances supérieures à celles d'une boucle planaire. Cette approche est très flexible et compatible avec des techniques de réalisation bas coût. L'application en antenne bracelet est très intéressante en vue que nous parvenons à lire des tags RFID sur des zones très proches malgré la flexibilité de la boucle qui déforme sa géométrie.

Références du chapitre 4

- [1] K. Finkensteller, « BOOK TOOLS », 2003.
- [2] C. R. Yungers, *Solenoid antenna*. Google Patents, 2008.
- [3] Y. Zhang et J. Liu, « A new kind of low-inductance transformer type magnetic switch (TTMS) with coaxial cylindrical conductors », *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 84, n° 2, p. 023306, 2013.
- [4] M. J. Lamm, N. Andreev, G. Ambrosio, J. Brandt, R. Coleman, D. Evbota, V. V. Kashikhin, M. Lopes, J. Miller, et T. Nicol, « Solenoid magnet system for the Fermilab Mu2e experiment », *Appl. Supercond. IEEE Trans. On*, vol. 22, n° 3, p. 4100304-4100304, 2012.
- [5] S. Lee, J. Choi, G. S. May, et I. Yun, « Modeling and analysis of 3-D solenoid embedded inductors », *Electron. Packag. Manuf. IEEE Trans. On*, vol. 25, n° 1, p. 34-41, 2002.
- [6] B. Lu et X. Yang, « Effects of High Frequency on the Distributed Parameters of the Sparse-Wound Solenoid Coils », 2014.
- [7] Application note:" Circuit / EM Co-Simulation within CST DESIGN STUDIO™ ", disponible en ligne sur: www.cst.com
- [8] D. H. Werner, « An exact integration procedure for vector potentials of thin circular loop antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 44, n° 2, p. 157- 165, 1996.
- [9] A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, G. Eymin-Petot-Tourtollet, A. Delattre, F. Garet, and Y. Boutant, "Design of chipless RFID tags printed on paper by flexography," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation, to be publis*
- [10] Disponible en ligne sur : <http://inkjetflex.com>
- [11] P.-P. Chao, « Energy harvesting electronics for vibratory devices in self-powered sensors », *Sens. J. IEEE*, vol. 11, n° 12, p. 3106-3121, 2011.
- [12] A. Lay-Ekuakille, G. Vendramin, et A. Trotta, « Design of an energy harvesting conditioning unit for hearing aids », in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2008. EMBS 2008. 30th Annual International Conference of the IEEE*, 2008, p. 2310-2313.
- [13] V. Luciano, E. Sardini, M. Serpelloni, et G. Baronio, « Analysis of an electromechanical generator implanted in a human total knee prosthesis », in *Sensors Applications Symposium (SAS), 2012 IEEE*, 2012, p. 1-5.

-
- [14] C. Mariotti, V. Lakafosis, M. M. Tentzeris, et L. Roselli, « An IPv6-enabled wireless shoe-mounted platform for health-monitoring », in *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), 2013 IEEE Topical Conference on*, 2013, p. 46-48.
- [15] M.-Y. Hsieh et C.-S. Wang, « Developing the integrated RFID intelligent NIS architecture on a mobile device », in *Nano, Information Technology and Reliability (NASNIT), 2011 15th North-East Asia Symposium on*, 2011, p. 6-10.
- [16] "ICNIRP statement on the limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 97, no. 3, pp. 257-258, Sept. 2009
- [17] Human body model voxel: available on line at :
https://www.cst.com/Content/Events/downloads/euc2013/5-CST_EUC.pdf

Liste des figures du chapitre 4

Fig. 4.1 : Barreau de ferrite entouré par un solénoïde formant une « antenne » en bande.....	128
Fig. 4.2 : (a) « Antenne » solénoïde en RFID HF [2], (b) Application RFID HF.....	129
Fig. 4.3 : Structure d'une inductance sous forme d'un solénoïde à 5 GHz.....	129
Fig. 4.4 : Structure d'un solénoïde S de n spires par unité de longueur.....	130
Fig. 4.5 : Antenne solénoïde pour différents nombre de spires : (a) 1 spire, (b) 2 Spires, (c) 3 spires, (d) 4 spires.....	130
Diamètre =5 cm, longueurs varient entre 0.45λ et 1.82λ (λ pour la bande 868 MHz).....	130
Fig. 4.6 : (a) Solénoïde segmentée à 4 spires, (b) Solénoïde continu à 4 spires	132
Fig. 4.7 : (a) Solénoïde segmentée à 4 spires, (b) Solénoïde continu à 4 spires	133
Fig. 4.8 : Utilisation de l'option « Combine Result Simulation» sous CST Microwave :(a) Ajout du circuit d'adaptation sur le module DS, (b) Mise à jour des résultats 3D sur le module MWS	134
Fig. 4.9 : Variation du champ magnétique Hz en fonction de la distance z : Comparaison entre les courbes de champ analytique et les courbes de simulation des différentes structures de solénoïde étudiées	135
Fig. 4.10 : Modélisation de la zone valide pour la comparaison entre le solénoïde et la boucle du modèle analytique, région en pointillé délimite la zone non valide pour la comparaison	136
Fig. 4.11 : (a) Coefficient de réflexion du solénoïde à 4 spires (simulation), (b) Antenne boucle segmentée de diamètre 5cm.....	137
Fig. 4.12 : Variation du champ magnétique Hz : comparaison entre le solénoïde segmenté à 4 spires et la boucle segmentée planaire (Fig. 10-b): (a) suivant l'axe x à z=10 cm, (b) suivant l'axe.....	138
Fig. 4.13 : Coupe du champ magnétique Hz à sur un plan z=7 cm à la fréquence 868 MHz	140
Fig. 4.14 : (a) Lignes imprimées sur PET, (b) Solénoïde : lignes enroulées sur un cylindre.	142
Fig. 4.15 : Zone de lecture déterminée par mesure, cercle rouge délimité la zone où la portée	143
Est supérieur ou égale à 7 cm.....	143
Fig. 4.16 : Exemples des dispositifs implantés sur le corps humain : (a) tag RFID bracelet, (b) capteur de rythme cardiaque, (c) chaussures intelligentes, (d) Lunettes intelligentes	144
Fig. 4.17 : (a) Géométrie de l'antenne bracelet, (b) Paramètres de segmentation de l'antenne bracelet.	146
Fig. 4.18 : Bande passante de l'antenne bracelet, 75 MHz de bande passante à -10 dB.....	146
Fig. 4.19 : Résultats de simulation pour le courant et le champ magnétique sur sa composante normale Hz à la fréquence 868 MHz pour l'antenne bracelet :(a) Circulation de la densité de courant, (b) répartition du champ magnétique pour z=0.5 mm.....	147
Fig.4.20 : (a) Modèle de corps humain (voxel) sous CST Microwave utilisé pour la simulation, (b) antenne bracelet placée	147
Fig. 4.21 : Niveau de SAR simulé, (a) puissance d'entrée 30 dBm, (b) puissance d'entrée 23 dBm	149
Fig. 4.22: Antenne bracelet, (a) enroulement des lignes segmentées en forme circulaire, (b) soudure du connecteur SMA.....	150

Fig. 4.23 : Antenne bracelet fixée sur un support en polystyrène : (a) prototype 1, (b) prototype 2.....	149
Fig.4.24 : (a) Antenne bracelet placée sur le banc de caractérisation : (b)prototypes 1 et 2 et représentation de la zone de caractérisation.	150
Fig. 4.25 : Zone de lecture déterminée expérimentalement pour les deux prototypes d'antenne bracelet : (a) prototype 1, (b) prototype 2	150
Fig. 4.26 : Plan de coupe du champ magnétique obtenu en simulation à $z= 45$ mm pour l'antenne bracelet à 868 MHz	151
Fig. 4.27 : Test de lecture en pratique de l'antenne bracelet positionnée au poignet, lecture d'un tag Aktag positionné sur un livre.....	152

Chapitre 5

Nouveau concept d'antenne « champ proche » disposant d'une zone de lecteur parfaitement modulable

Sommaire du chapitre 5

Sommaire du chapitre 5.....	157
1. Introduction	159
2. Retour sur l'état de l'art des topologies d'antenne lecteur pour la NF RFID UHF	159
2.1. Topologies d'antennes utilisant la technique d'onde stationnaire	160
2.1.1. Antenne NF UHF RFID de type ligne de transmissi.....	160
2.1.2. Antenne NF UHF RFID de type fentes.....	162
2.1.3. Antenne NF UHF RFID utilisant une ligne en méandre	163
2.2. Topologies d'antennes utilisant la technique d'onde progressive.....	165
2.2.1. Antenne NF UHF RFID sous forme d'un guide d'onde coplanaire	165
2.2.2. Antenne NF UHF RFID sous forme de méandre	167
2.2.3. Antenne NF UHF RFID sous forme d'un enroulement de ligne micro-ruban	168
3. Design de l'antenne	171
3.1. Description de l'antenne.....	171
3.2. Etude des paramètres géométriques de l'antenne	172
3.2.1. Impact des dipôles en forme de méandres	172
3.2.2. Etude de l'arrangement des dipôles en méandre	174
3.2.3. Etude de caractère modulaire de l'antenne	177
4. Réalisation de l'antenne	180
5. Caractérisation de l'antenne	180
5.1. Mesure de la bande passante de l'antenne	180
5.2. Performances de lecture	181
5.2.1. Effet du plan de masse	184
5.2.2. Effet de la puissance du lecteur sur la zone de lecture	185
5.2.3. Effet de l'arrangement des blocs -zone de lecture configurable	187

5.2.4. Bilan :.....	192
6. Conclusion.....	193
References du chapitre 5	194
Liste des figures du chapitre 5.....	195

Chapitre 5

Nouveau concept d'antenne « champ proche » disposant d'une zone de lecteur parfaitement modulable

1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre un nouveau concept d'antenne NF UHF RFID utilisant une topologie autre que la boucle. Nous avons pu voir au chapitre précédant que la boucle impose des contraintes importantes, au niveau de la conception d'une part et des performances d'autre part. L'antenne que nous allons introduire vise en priorité la création d'une zone de lecture importante et parfaitement modulable. L'antenne est caractérisée avec un tag commercial pour évaluer ses performances en environnement réelle.

2. Retour sur l'Etat de l'art des topologies d'antenne lecteur pour la NF RFID UHF

Comme nous avons pu le voir, les topologies des antennes lecteurs utilisées ont très souvent la forme de boucles qui sont segmentées de manière à garantir un champ magnétique important et le plus constant possible à l'intérieure de la boucle. Avec cette approche, il est possible d'obtenir une surface de lecture de l'ordre de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ soit $0.58 \times 0.58 \lambda g^2$ (avec λg longueur d'onde à 868 MHz) avec une distance de lecture qui peut atteindre 30 cm sur l'axe de la boucle. On note dans ce cas que la zone de lecture correspond globalement à la surface définie par la boucle. Les dimensions des antennes boucles étant pour ce type d'applications comparables à la longueur d'onde une méthode spécifique (approche par segmentation) doit être mise en œuvre pour conserver une répartition globalement uniforme du courant. Ainsi, des contraintes de conception supplémentaires sont ajoutées. L'approche par segmentation par exemple permet d'assurer une valeur importante du champ magnétique sur une large zone mais nécessite une étude spécifique qui complexifie la conception de l'antenne et au final, limite la surface de lecture atteignable. Dans la littérature, d'autres approches sont utilisées pour s'affranchir de cette limitation inhérente à l'utilisation des antennes boucles. Nous allons voir

qu'il est également possible de se baser sur des techniques telles que l'onde stationnaire et l'onde progressive en utilisant parfois le couplage magnétique ou électrique.

2.1. Topologies d'antennes utilisant la technique d'onde stationnaire

Sur une ligne de transmission, une onde stationnaire se crée lorsque par exemple elle est chargée par un court-circuit ou bien un circuit-ouvert ou encore une charge purement réactive. L'onde réfléchiée va interférer avec l'onde incidente produisant ainsi des maximums (ventres) quand l'interférence est constructive et des minimums (nœuds) dans le cas d'une interférence destructive. Une quantité d'énergie importante est confinée dans la région délimitée par la ligne favorisant la présence d'une zone où le champ EM proche va être importante [1].

2.1.1. Antenne NF UHF RFID de type ligne de transmission

Dans [2], une ligne de transmission de type micro ruban, de longueur égale à 1 m imprimée sur un substrat de largeur 30 cm est utilisée pour la réalisation d'une antenne pour lecteur RFID UHF dans la bande 920-928 MHz. Une charge est utilisée à l'extrémité de la ligne pour créer une onde stationnaire (Fig. 5.1-a). Ainsi, le champ EM est confiné autour de la ligne comme le montre la Fig. 5.1-a. La forme linéaire de la ligne concentre le champ électrique sur la direction privilégiée qui est la normale à l'antenne de l'application d'inventaire de type « étagère intelligente » (Fig. 5.2-a).

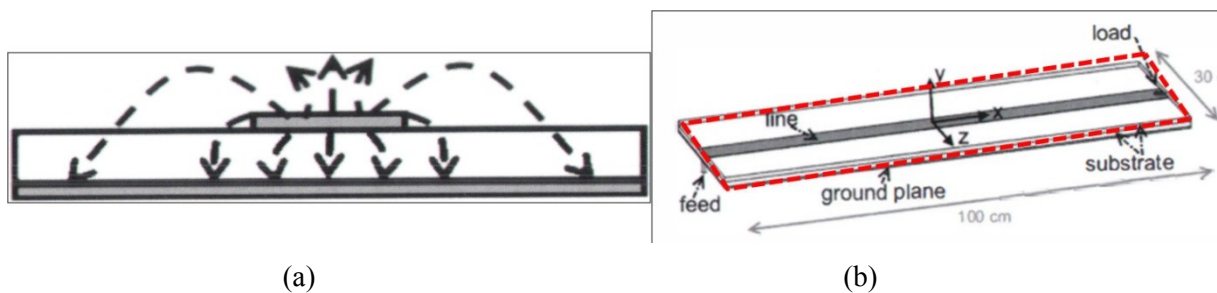


Fig. 5.1 : (a) phénomène d'onde stationnaire produit sur l'antenne : champ électrique confiné au niveau de la surface de l'antenne, (b) géométrie de l'antenne : zone de lecture prévue équivalente à la surface de l'antenne, [2]

L'antenne (Fig. 5.1-b) par la suite fera l'objet de l'étagère aussi. En effet, les tags RFID de type standard (1*9 cm), seront déposés sur les livres qui eux aussi sont perpendiculaires au plan de l'antenne. (Fig. 5.2) Ceci favorise plutôt l'utilisation du couplage capacitif. Ce qui laisse apparaître des zones où le champ est nul sur les bords de l'antenne.

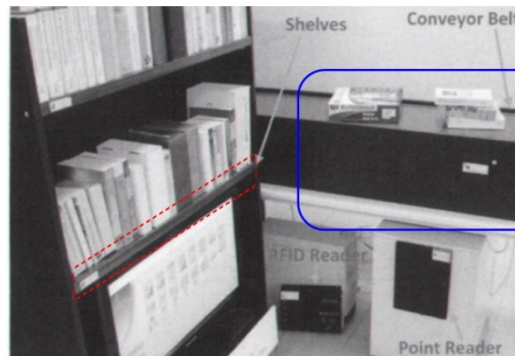
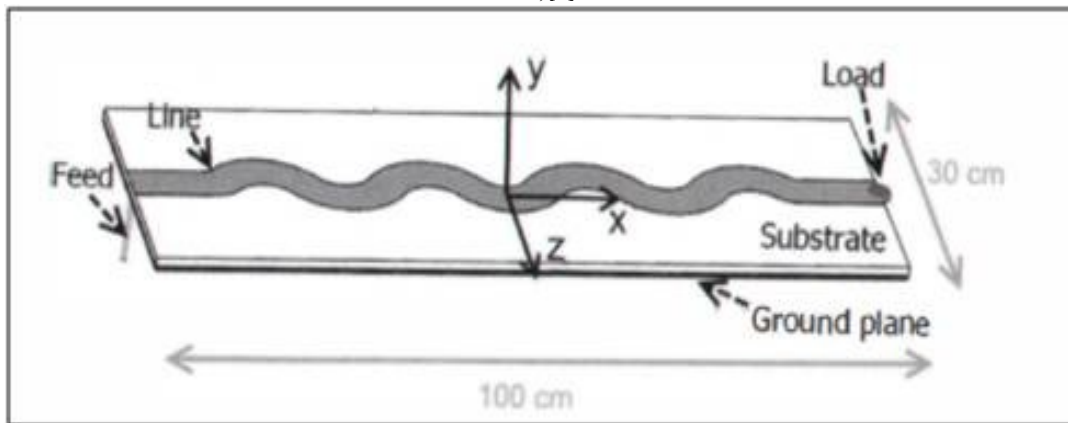
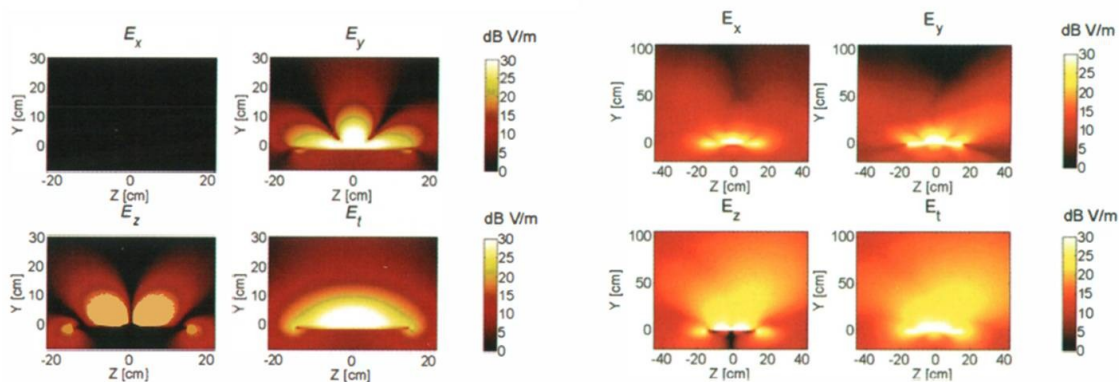


Fig. 5.2 : Applications visées : « étagère intelligente », (zone en pointillé rouge), « convoyeur intelligent » (zone en bleu)[2]



(a)



(b)

(c)

Fig. 5.3 (a) géométrie de l’antenne pour l’application « convoyeur intelligent », Amplification des composantes E_x et E_y du champ électrique par la forme de m méandre comparé à l’antenne de la Fig. 5.1-b : Amplitude du champ électrique simulée sur les composantes E_x E_y et E_z : (b) antenne de la Fig. 5.1-b, (c) antenne en forme de méandre, [2]

Pour une application de « convoyeur intelligent » (Fig. 5.2), la ligne prend la forme de méandre (Fig. 5.3-a). Cette forme permet également d’un point technique d’augmenter l’amplitude du champ électrique transverse et ceci compte tenu de la position des livres également du tag déposé dessus.

Les tags seront parallèles au plan de l’antenne, il fallait par la suite amplifier les composantes E_x et E_y où (xy) est le plan contenant l’antenne. Les deux designs (Fig.5.1-a,b) réalisés en prototypes sont réalisés et caractérisés en utilisant des tags de type ALIEN ALN-

9540 (9.7*1.1 cm²). Pour la première application (Fig. 5.2-a), deux orientations du tag Alien sont testées : une position verticale (Fig. 5.4-a) et une position horizontale (Fig. 5.4-b).

On parvient à détecter le tag pour les deux orientations sur les différentes positions sur l'antenne. Une portée maximale de 7 cm est enregistrée pour un tag attaché sur un livre. Pour la deuxième application (Fig. 5.2), l'antenne est intégrée dans un convoyeur. Elle a une portée de lecture de 30 cm. Les tests réalisés utilisent des tags standards qui restent plus grand de point de vue dimensions aux objets que nous cherchons à identifier (bijoux). La zone de lecture (100*30 cm²) déterminée à une hauteur de 15 cm de l'antenne demeure large. Toutefois, il faut noter l'orientation des tags dans les caractérisations faites et leurs dimensions. Son processus de fabrication est par contre très simple.

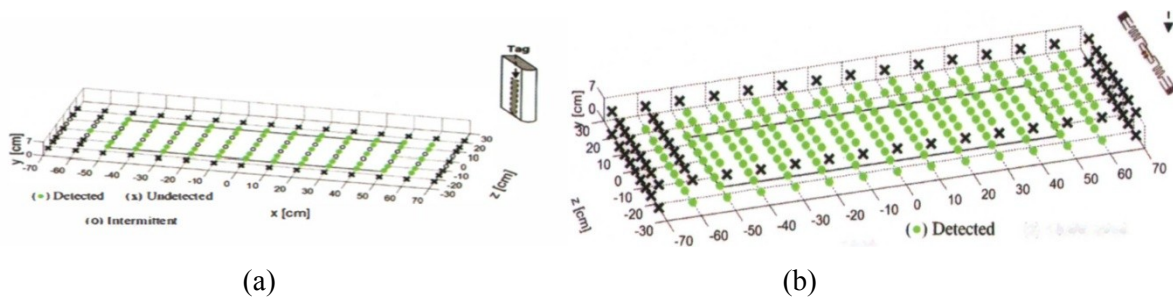
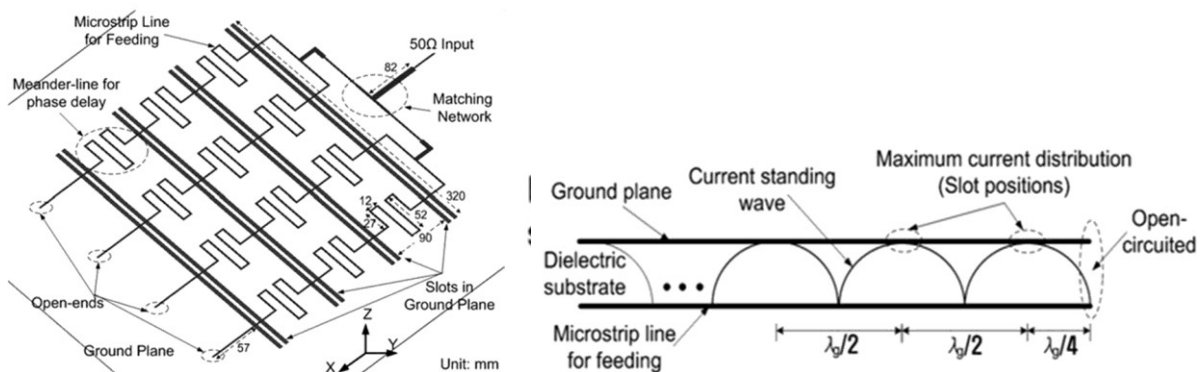


Fig. 5.4 : (a) résultat de lecture RFID en utilisant un tag Alien déposé verticalement par rapport au plan de l'antenne, (b) résultat de lecture RFID en utilisant un tag Alien déposé horizontalement par rapport au plan de l'antenne, [2]

2.1.2. Antenne NF UHF RFID de type fentes

Dans [3], une antenne basée sur un ensemble de fentes alimentées par couplage à partir de lignes micro-ruban (Fig. 5.5-a) a été introduite. Les lignes en forme de méandre assurent la liaison entre les pistes d'alimentation pour créer le déphasage adéquat (lignes à retard) entre les différentes fentes. Une onde stationnaire (Fig. 5.5-b) se forme entre les deux faces du substrat créant des régions où le champ électrique est maximum. Les fentes sont placées au dessus de ces zones ce qui produit un champ électrique important. La sommation des champs électriques produits au niveau des fentes crée une zone large du champ électrique qui reste proportionnelle aux nombre de fente (Fig. 5.6-a).



(a) (b)

Fig. 5.5 Antenne en fentes rectangulaire : (a) géométrie du design, (b) onde stationnaire produite entre les conducteurs formant l'antenne [3]

Cette antenne possède une zone de champ uniforme de $40 \times 32 \text{ cm}^2$ à une hauteur de 3 cm. L'amplitude de champ est considérée suffisante pour activer le tag qui est décrit sur la Fig. 5.6-b. A noter que l'objectif est plutôt la zone de lecture et non pas la portée. Toutefois, la complexité du design et la faible portée limite grandement le potentiel de cette antenne, même si on note qu'elle dispose d'une surface de lecture importante vis-à-vis des applications pour lesquels nous développons les antennes lecteurs.

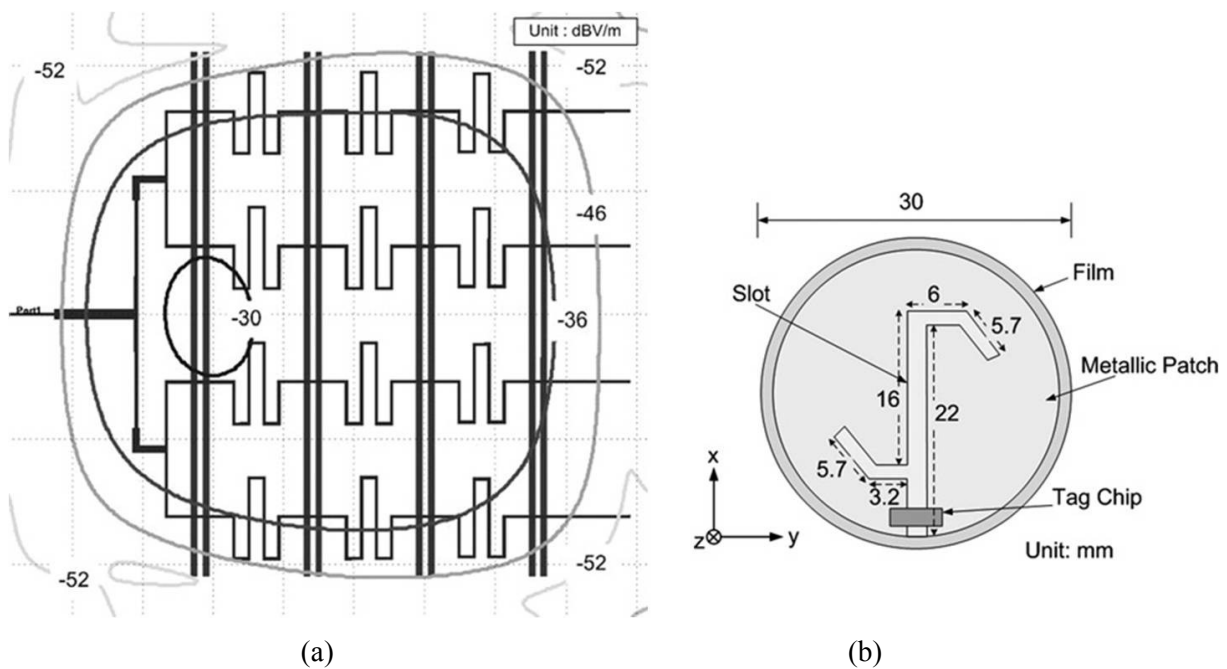


Fig. 5.6 : (a) champ électrique total produit par les fentes de l'antenne, (b) tag RFID UHF utilisé pour la caractérisation de l'antenne lecteur [3]

2.1.3. Antenne NF UHF RFID utilisant une ligne en méandre

Dans [4], comme le montre la Fig. 5.7-a, J. Hong *et al.* proposent une antenne pour des applications RFID UHF en zone de champ proche de taille totale $88 \times 10 \times 2 \text{ cm}^3$. Une onde stationnaire permet de localiser le champ électromagnétique et favorise ainsi les lectures en zone proche. C'est ainsi deux lignes micro-ruban sont mises en places pour la production d'une onde stationnaire. Les maximums de cette onde sont contrôlée par deux charges Z_1 et Z_2 (Fig. 5.7-b). Pour remédier aux zones où le champ est minimal, une ligne en méandre est déposée au dessus. Cette ligne permet d'estomper les zones où le champ s'annule au niveau des « nœuds » de l'onde stationnaire (Fig. 5.7-c). Le champ magnétique obtenu est localisé sur la surface de l'antenne ($88 \times 10 \text{ cm}^2$) tout en étant relativement uniforme, comme le montre la Fig. 5.7-d.

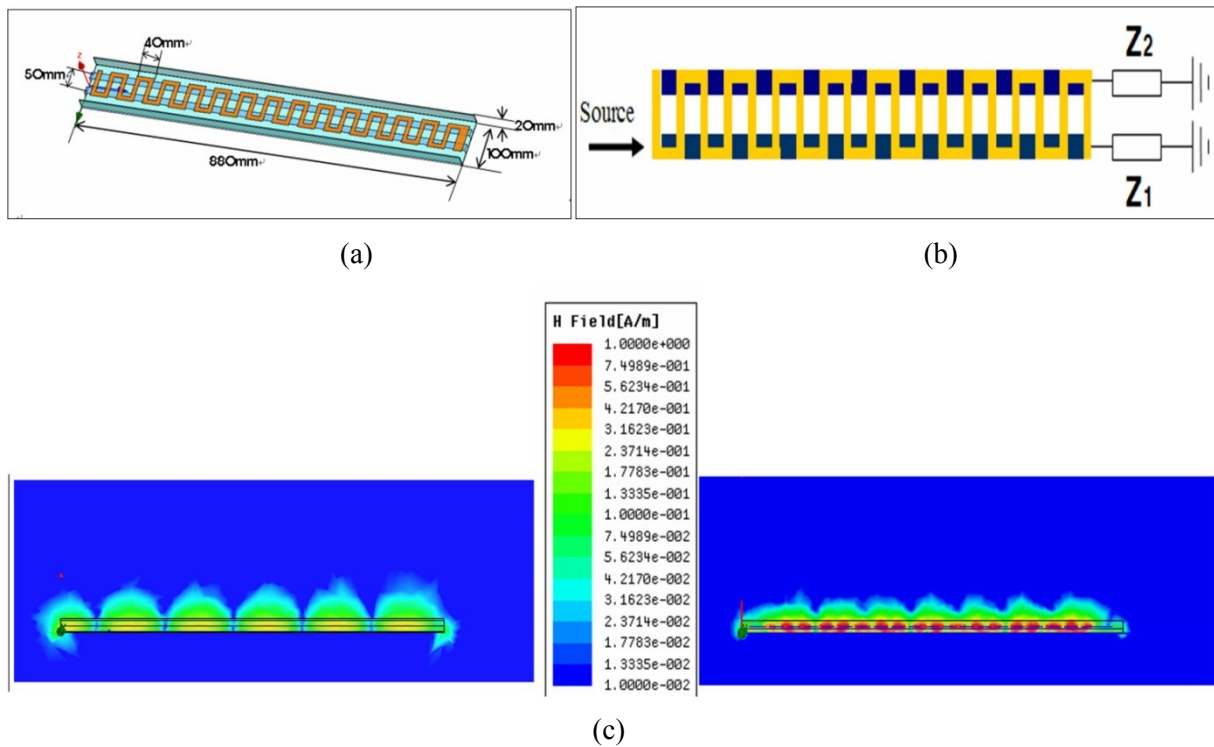


Fig. 5.7 : Design de l'antenne de la référence [5.5] : (a) dimensions de l'antenne, (b) charges Z_1 , Z_2 permettant le contrôle de l'onde stationnaire, Ligne en méandre en couleur jaune posée dessus et lignes micro-ruban (bleu) produisant l'onde stationnaire, (c) répartition du champ magnétique sur l'antenne : Concentration du champ magnétique au niveau de la surface de l'antenne grâce à la ligne de méandre [4]

Coté applicatif, cette antenne est placée sur l'étagère d'une bibliothèque afin de détecter les tags RFID présents sur des livres rangés sur l'étagère. Comme le montre la Fig. 5.8-a, 90 livres portant chacun un tag IMPINJ satellite ($4 \times 2 \text{ cm}^2$) sont utilisés pour valider le principe et les performances de l'antenne. Le niveau du signal reçu par le lecteur reconnu sur par l'abréviation RSSI est utilisé pour juger la détection des tags. Un seuil de 60 dB est exigé pour avoir une lecture de tag (Fig. 5.8-b). Cette approche diffère de la méthode de caractérisation que nous utilisons basée sur la réception de l'identifiant du tag. Le niveau de RSSI est très influencé par l'environnement de l'application. La présence du métal augmente potentiellement le niveau de RSSI sans qu'il y ait forcément une détection du tag RFID. Les simulations (tenant compte la de présence des livres qui sont modélisés par un diélectrique de permittivité $\epsilon_r=3.2$) montrent la possibilité de détecter 90 livres (Fig.5.8-a). Le niveau de champ magnétique est caractérisé expérimentalement par une sonde en forme de boucle (0.8 cm de rayon) comme le montre la Fig. 5.8-c. Le niveau du S_{21} déterminé varie de la même façon que le niveau du RSSI simulé (Fig.5.8-d). On note toutefois l'absence d'une caractérisation des performances de l'antenne en environnement réel, c'est-à-dire notamment en cherchant à lire des tags directement à partir d'un lecteur du commerce. On note l'impact de la forme de méandre dans la concertation du champ magnétique. Les résultats de caractérisation ne mentionnent pas des informations sur la portée ou la zone de lecture RFID.

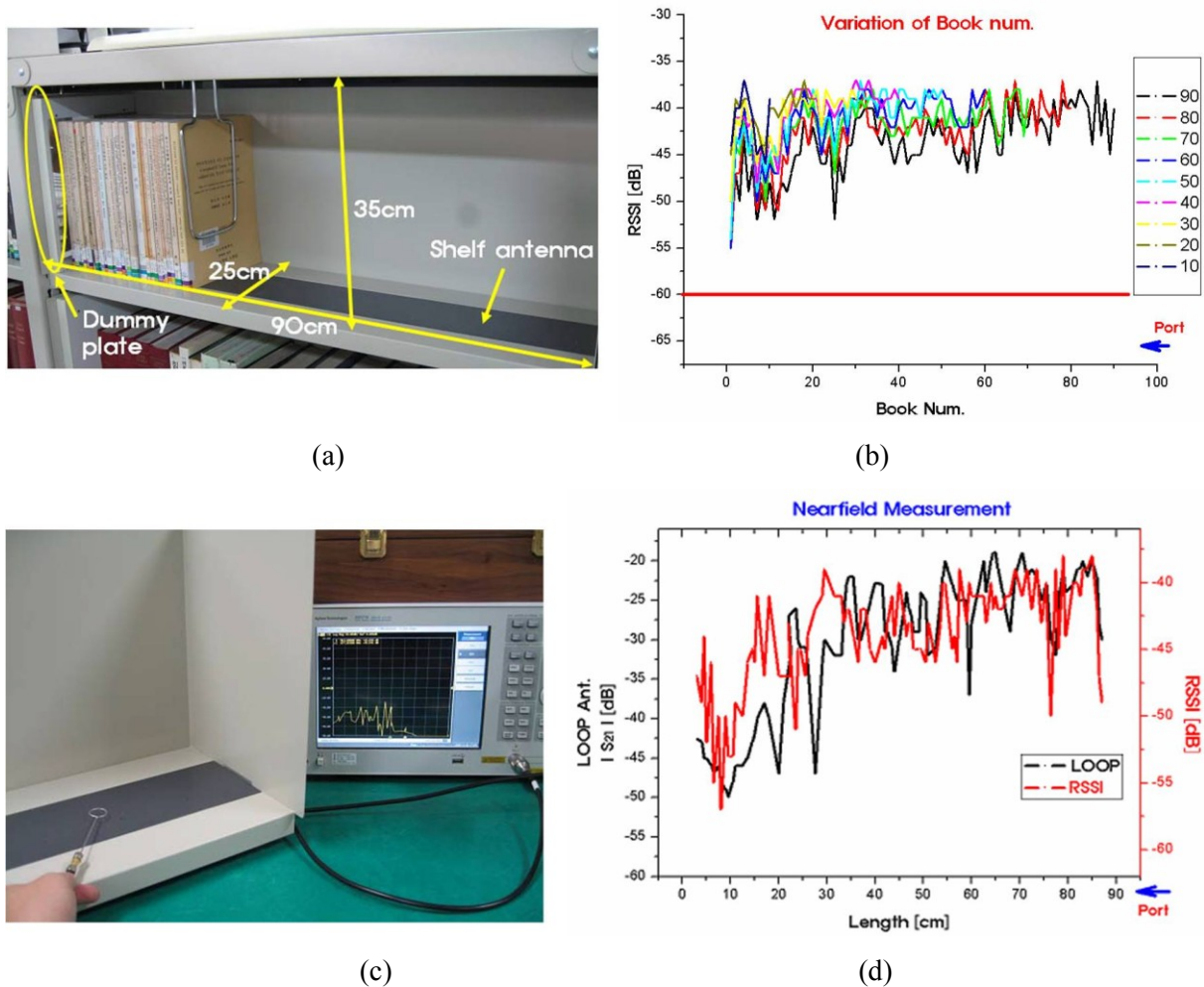


Fig. 5.8 : (a) application visée, étagère équipée de l'antenne de lecteur pour tags RFID, (b) résultats de simulation du niveau de RSSI pour différents nombre de livres, (c) mesure du champ magnétique à l'aide d'une sonde de type boucle (mesure du paramètre S_{21}), (d) résultats de mesure du champ magnétique [4]

2.2. Topologies d'antennes utilisant la technique d'onde progressive

L'onde progressive est une onde qui se propage dans l'espace, où comme ici le long d'une ligne [5]. Les approches décrites par la suite cherchent, au travers de la ligne, à restreindre la présence de cette onde à une zone bien déterminée.

2.2.1. Antenne NF UHF RFID sous forme d'un guide d'onde coplanaire

Un exemple est introduit dans [6], où une antenne est réalisée sur un substrat FR4. Comme le montre la Fig. 5.9, elle est excitée par une ligne coplanaire, puis un circuit d'adaptation réalisé avec des éléments discrets (non représenté sur la Fig. 5.9-a) permet de faire la transition vers une ligne de type strip-line se terminant par des lignes segmentées qui sera à l'origine du champ magnétique qui servira pour communiquer avec les tags RFID. Les petits segments (cadré en bleu sur la Fig. 5.9-b) possèdent un rôle dans l'adaptation de

l'antenne et le contrôle de l'onde progressive malgré que ce ne soit pas indiqué dans la publication. Comme le montre la Fig. 5.9-b, un plan de masse situé à 2 cm en dessous du diélectrique est utilisé pour maximiser le champ dans la zone de lecture. L'onde progressive circulant dans la strip-line crée un champ magnétique important. L'antenne occupe un volume de $12 \times 6 \times 2 \text{ cm}^3$ (Fig. 5.9-b). Elle couvre une large bande UHF égale à 200 MHz entre 800 MHz et 1 GHz. Cette antenne permet d'obtenir une portée maximale de 7 cm pour un tag en forme de boucle de 9 mm de diamètre. Ce maximum est obtenu lorsque le tag est centré par rapport à l'antenne (Fig. 5.9-c). La zone de lecture est caractérisée pour différents plans. A 5 cm, la détection du tag est possible sur de 25% de la surface de l'antenne ($6 \times 12 \text{ cm}^2$) comme le montre la Fig. 5.9-d. On note une faible portée de cette antenne, tout en ayant des

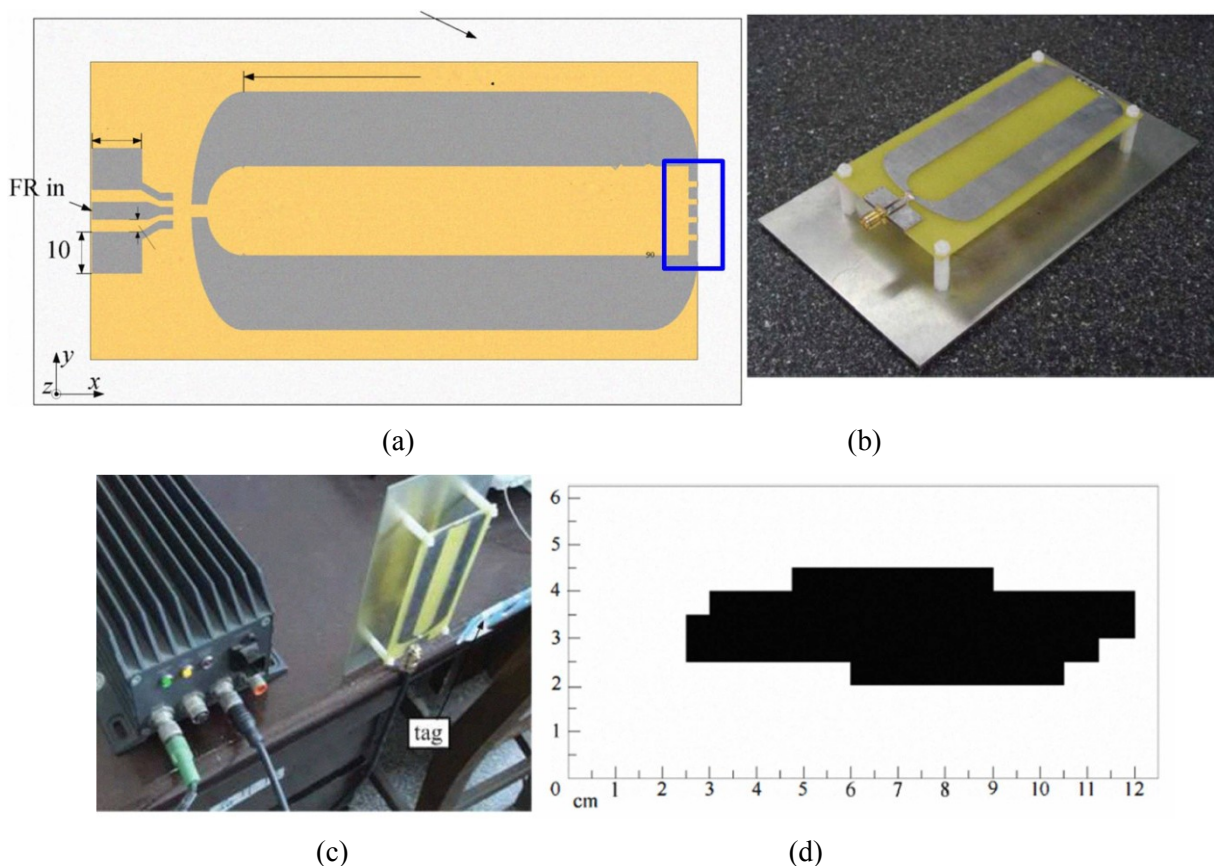


Fig. 5.9 : (a) géométrie de l'antenne, (b) plan de masse associée à l'antenne, (c) banc de caractérisation RFID utilisé, (d) zone de lecture déterminée à un plan $z=5\text{cm}$ [6]

dimensions comparables à celles des antennes boucles destinées aux mêmes applications. Des modifications sont rapportées à ce design dans la référence [7]. On note l'augmentation de la longueur des lignes stripline. Les dimensions de l'antenne augmentent pour atteindre $88 \times 8 \text{ cm}^2$ (Fig. 5.10) La graduation en terminaison des lignes stripline est remplacée par des « taper » pour améliorer la bande passante de l'antenne. De plus une étude paramétrique a été menée sur les différentes dimensions de l'antenne pour optimiser ces performances. La zone de lecture déterminée en utilisant cette fois un tag de type UPM Raflatac UHF Button RFID

(diamètre égal à 11mm) est égale à 240 cm² à une hauteur de 5 cm. On garde la même portée maximale de 7cm. Nous notons que la portée maximale demeure très limitée malgré l'augmentation de la taille de l'antenne par rapport à notre objectif de portée (20-30 cm). Le gain très faible de l'antenne (-10dBi) permet d'utiliser le maximum de la puissance au niveau du lecteur.

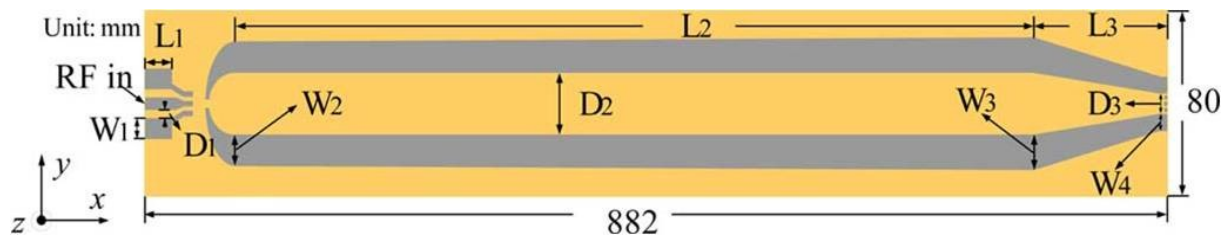


Fig. 5.10 : Design de l'antenne modifiée présenté sur la référence [7]

2.2.2. Antenne NF UHF RFID sous forme de méandre

Un autre design formé par des lignes en méandres est proposé dans la référence [8]. L'antenne se compose d'une ligne coplanaire en forme de méandre et disposer de telle manière qu'elle recouvre une surface de 27.5*13.5 cm² comme le montre la Fig. 5.11-a. Un plan réflecteur situé à 1.2 cm en dessous du substrat est utilisé.

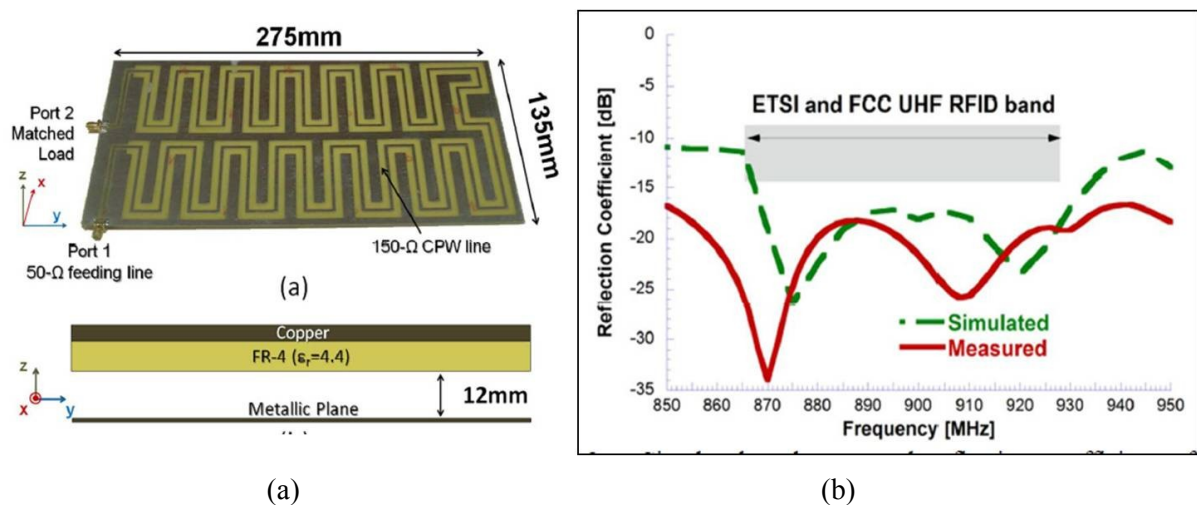


Fig. 5.11 : (a) structure de l'antenne présentée dans [5.8]. (b) bande passante de l'antenne [8]

Cette antenne admet une zone de lecture équivalente à sa surface, ceci en utilisant un tag UH113 (3.2*1.8 cm²) de LAB ID. L'antenne possède une large bande passante confirmée par la mesure (Fig. 5.11-b). Deux tags RFID sont utilisés dans la caractérisation. Un tag UH113 pour la zone proche est positionné verticalement dans le plan (xz) sachant que l'antenne est sur le plan (xy) (voir Fig. 5.12). Un tag de type ALN 9640 (1.2*10 cm²) balaye la surface de l'antenne sur un plan parallèle à l'antenne. La Fig. 5.12 illustre le pourcentage de la surface de l'antenne où les tags peuvent être lus en fonction de l'hauteur. Le tag UH113 est repérable sur 15 cm au maximum. Cependant, on atteint 70 cm pour le tag ALIEN. Sur une autre référence

[9], un autre design d'antenne est proposé pour fonctionner dans les deux zones de champ. L'antenne est formée par une antenne centrale pour fonctionner en zone de champ proche et qui prendra la forme d'une boucle spirale et une antenne périphérique identique de part et d'autre de l'antenne centrale qui assure le rayonnement. Un switch RF pourrait alterner l'excitation des parties de l'antenne (Fig. 5.13).

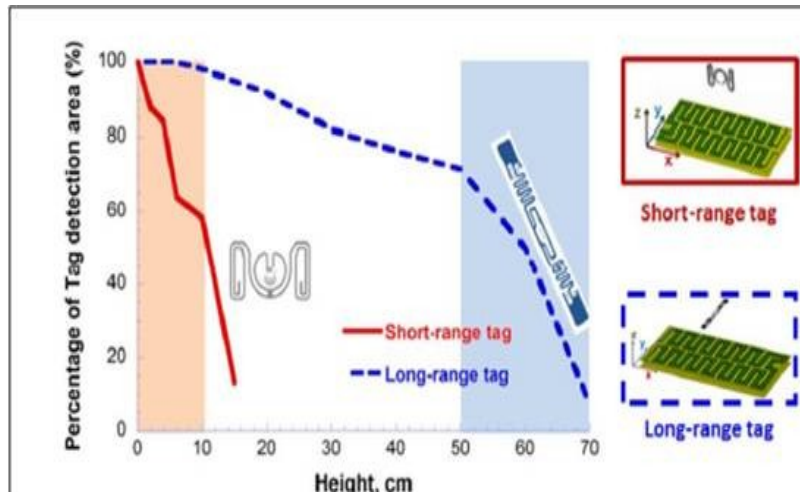


Fig. 5.12 : Résultat de caractérisation RFID pour les tags UH113 et un tag ALN 9460 [8]

On note l'absence d'un prototype et sa caractérisation RFID. Par ailleurs, on ne retrouve pas des détails sur le circuit d'excitation prévu pour commuter le fonctionnement des différentes parties de l'antenne

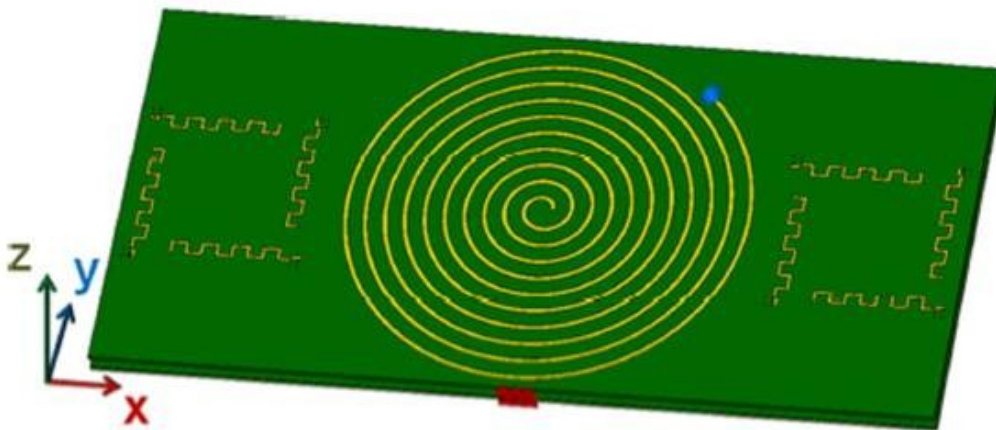


Fig. 513 : Design d'antenne modulaire [9] : antenne centrale spirale pour la zone champ proche, antenne dipôle méandre pour le rayonnement.

2.2.3. Antenne NF UHF RFID sous forme d'un enroulement de ligne micro-ruban

L'antenne proposée dans la référence [10] est formée par une ligne micro-ruban qui est enroulée autour de deux substrats diélectriques espacés par une couche d'air. La structure est présentée sur la Fig. 5.14-a.

L'extrémité de la ligne est chargée par une charge adaptée pour empêcher toute réflexion. Chaque portion de ligne crée un champ magnétique qui va servir pour communiquer avec la puce. La zone de lecture ainsi obtenue est importante. En effet, elle est égale à $74 \times 17 \text{ cm}^2$ pour une hauteur de 3 cm, ceci pour un tag de dimensions $1.1 \times 1.1 \text{ cm}^2$ (Fig. 5.8-b et c).

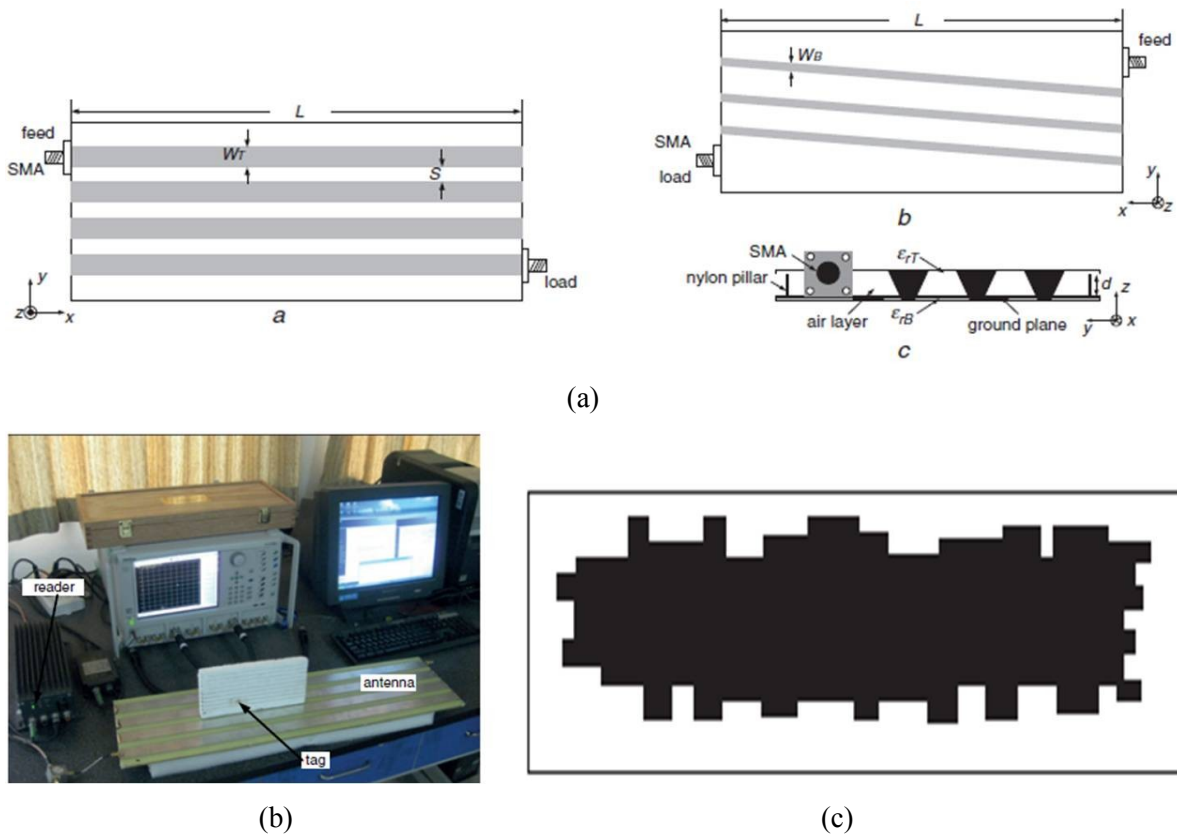


Fig. 5.14 : (a) géométrie de l'antenne, (b) banc de mesure RFID, (c) zone de lecture à $z=3 \text{ cm}$ [10]

En résumé, les antennes décrites dans cette partie enregistrent des portées très limitées pour des applications RFID UHF en champ proche, ceci en comparaison des antennes boucles. On note que le constat est le même quel que soit le mode de couplage lecteur-tag utilisé. Ceci est lié aux applications visées (majoritairement de l'inventaire de bibliothèque) où l'utilisation de tags « champ lointain » semble autorisé. Dans ce cas, les dimensions des tags sont bien supérieures de même que leur portée de lecture, où une fois la communication champ proche ne peut plus se faire, le champ lointain vient prendre le relais.

Certains designs sont compliqués à concevoir ce qui augmente le coût de réalisation de ces structures. D'un point de vue zone de lecture, quel que soit l'antenne, on observe toujours

3. Design de l'antenne

3.1. Description de l'antenne

L'antenne proposée est composée par des blocs ou modules de $12 \times 16 \text{ cm}^2$ imprimés sur un substrat plastique flexible. Chaque bloc contient 11 dipôles en forme de méandres ayant chacun une longueur totale égale à $\lambda g/2 = 17.2 \text{ cm}$ (868 MHz) où λ est la longueur d'onde. Comme le montre la Fig. 5.15, sur chaque bloc, les méandres sont organisés de la façon suivante : 10 méandres identiques sont mis en cascade verticalement suivant l'axe y . Un 11^{ème} méandre lui aussi identique aux précédant est placé perpendiculairement aux autres comme le montre la Fig. 5.15-a. Une version de ce bloc contenant une excitation sur un des dipôles est également introduite (Fig. 5.15-b). Par rapport au bloc de base, il contient un dipôle supplémentaire formé de deux bras reliés à un connecteur coaxial de type SMA. Pour ces deux types de bloc, la distance inter dipôles est fixée à 1 cm. Ainsi, un couplage important se

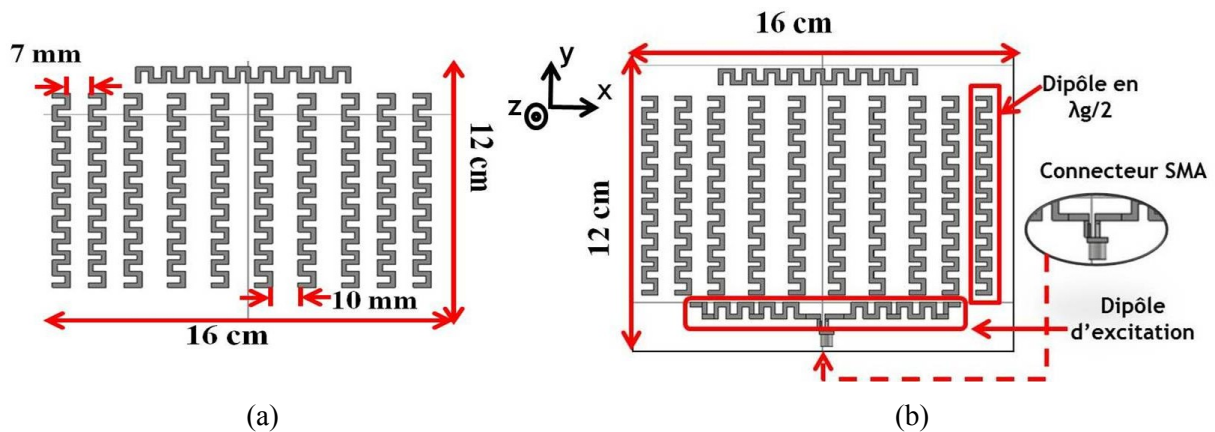


Fig. 5.15. Géométrie des blocs formant l'antenne RFID UHF NF : (a) bloc périphérique, (b) bloc central avec l'excitation.

crée entre les différents dipôles. Un champ électromagnétique va ainsi pouvoir s'établir sur l'ensemble des dipôles que constitue l'antenne. Le caractère modulaire vient du fait que l'antenne va pouvoir être obtenue en recouvrant la surface de lecture souhaitée avec ces différents blocs. Il suffit d'au moins un bloc comportant l'excitation pour réaliser une antenne champ proche, il est judicieux de le positionner vers le centre de la structure comme nous allons de voir par la suite.

La Fig. 5.16 représente une configuration à 3 et 9 blocs. D'autres configurations comprenant par exemple un plus grand nombre de blocs sont permises. La disposition des dipôles a été choisie de manière à ce que la superposition du champ magnétique induit par chacun des dipôles appartenant à un même bloc permette d'obtenir une répartition importante du champ et la plus uniforme possible au niveau du bloc. Ainsi, sur le même principe, la

superposition des champs magnétiques créés par les différents blocs permet d'obtenir un champ magnétique total important et globalement homogène sur toute la surface couverte par les blocs. Nous observons qu'en utilisant un arrangement régulier des blocs comme le montre les exemples présentés sur la Fig. 5.16, l'ajout des blocs supplémentaires autour du module d'excitation n'affecte quasiment pas la fréquence de résonance de l'antenne. Nous verrons que cette dernière est contrôlée par le bloc d'excitation, essentiellement par la géométrie de l'antenne sur laquelle le connecteur SMA est relié.

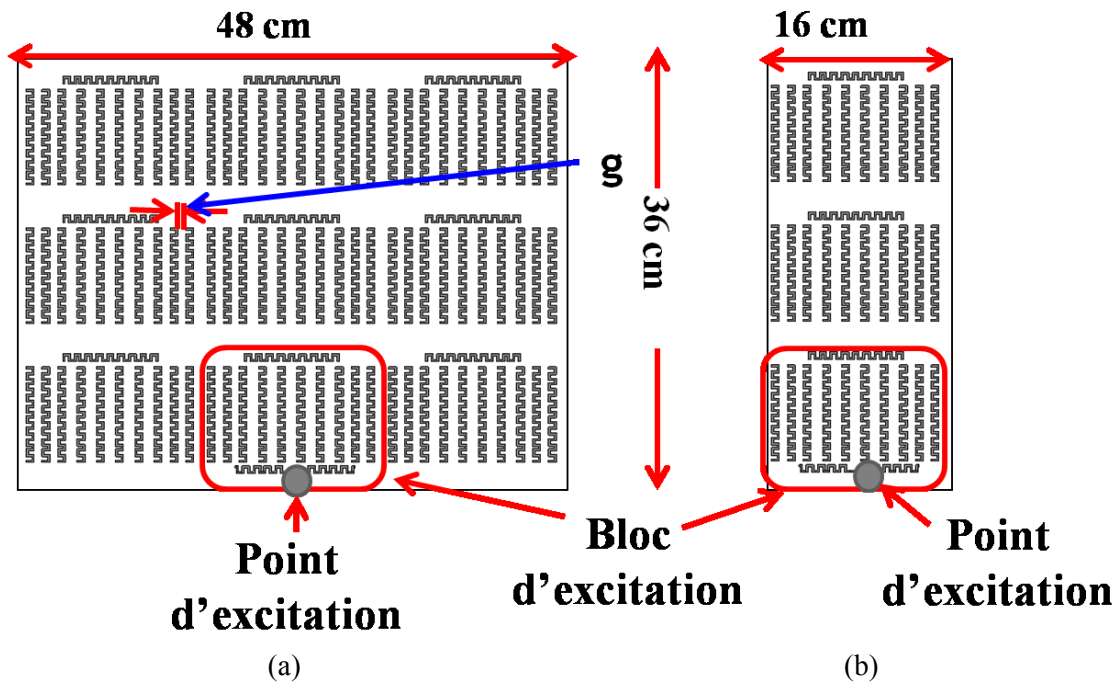


Fig. 5.16 Antenne UHF RFID champ proche. (a) Configuration à 9 blocs. (b) Configuration à 3 blocs.

3.2. Étude des paramètres géométriques de l'antenne

3.2.1. Impact des dipôles en forme de méandres

La géométrie des éléments résonants en forme de méandre permet une meilleure homogénéisation de l'amplitude du champ magnétique sur la surface. En effet, par rapport à une forme rectiligne, à l'image d'un dipôle court-circuité (Fig. 5.17-a), les changements de direction permettent d'obtenir de la diversité au niveau des composantes du champ magnétique. Une comparaison sur une configuration de 3 blocs entre des dipôles en méandre (Fig. 5.16-b) et des dipôles rectilignes (Fig. 5.17-a) a été établie pour mettre en évidence l'impact de la forme sur le champ. Les deux antennes sont bien adaptées à 868 MHz (Fig. 5.17-b), avec toutefois un taux d'adaptation meilleur (8 dB de différence) pour l'antenne à dipôles rectilignes.

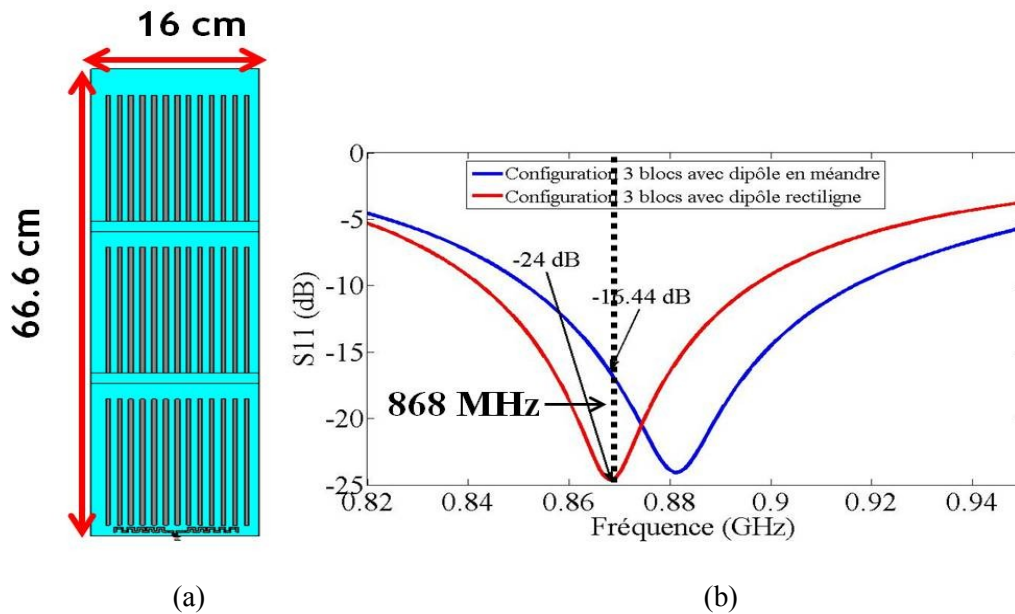


Fig. 5.17 : (a) configuration à 3 bloc de dipôles linéaires, (b) coefficient de réflexion pour de la configuration à 3 blocs : Comparaison entre les dipôles rectil et les dipôles en méandre

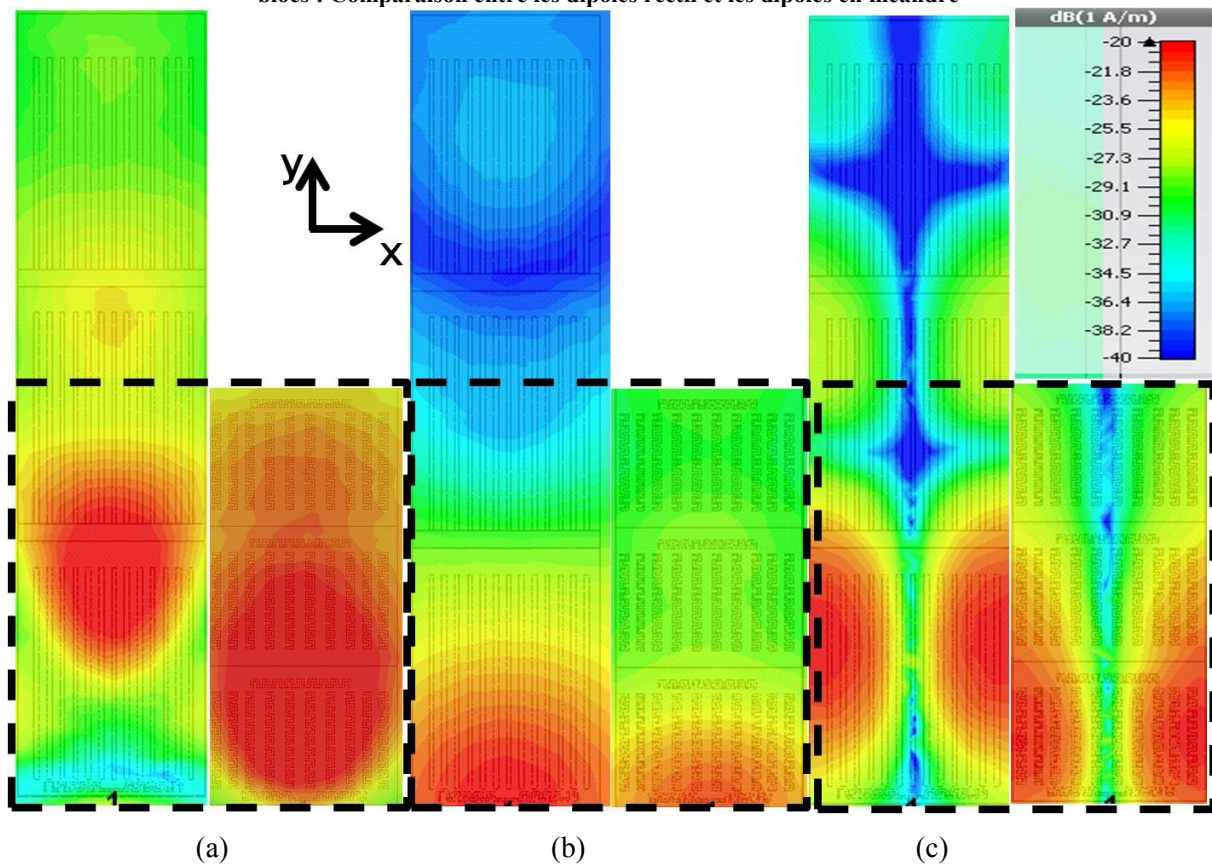


Fig. 5.18 : Comparaison de la répartition du champ magnétique à la fréquence 868 MHz dans le plan (X, Y Z=10) entre une antenne à dipôles rectilignes et dipôles en méandre avec une configuration de 3 blocs pour les trois composantes du champ: (a) composante Hz, (b) composante Hx, (c) composante Hy.

Nous notons également que cette antenne admet des dimensions plus importantes que l'autre (16*66.6 cm²). Du point de vue de la répartition du champ magnétique, nous comparons sur la Fig. 5.18 les composantes du champ magnétique H_z (Fig. 518-a), H_x (Fig.

518-b) et H_y (Fig. 5.18-c) sur le plan ($x, y, z=10$ cm) à la fréquence 868 MHz des deux structures (Fig. 5.17-a) et (Fig. 5.16-b). Une amélioration significative est obtenue sur les trois composantes en utilisant une forme en méandre notamment sur la composante H_z (Fig. 5.18-a) qui est la direction de lecture privilégiée pour les applications RFID. Ce résultat confirme l'apport des méandres en assurant la présence d'un champ dans les trois directions de l'espace. Ceci permet de réduire l'effet de l'orientation de tag sur la portée de lecture de l'antenne lecteur [2, 4]. De plus, nous observons que la forme des méandres permet de mieux répartir le champ sur la zone où les antennes méandres sont présentes. En effet, sur la Fig. 5.18-a, nous notons que le champ magnétique se répartit sur la surface de l'antenne (il demeure prépondérant dans la zone proche de l'excitation, située en bas) dans le cas des méandres tandis qu'il est nettement moins uniforme avec une structure comportant les dipôles rectilignes.

3.2.2. Etude de l'arrangement des dipôles en méandre

3.2.2.1. Impact de l'écart entre les méandres

Nous étudions l'impact de l'espacement des dipôles méandres sur l'adaptation et aussi sur la répartition du champ magnétique. L'objectif est de garder une bonne adaptation et de maintenir la zone de lecture la plus large possible. La Fig. 5.19 présente la variation de l'adaptation en fonction de l'espacement, pour les configurations 3 et 9 blocs. L'espacement g (Fig. 5.16-a) étant régulier entre les dipôles. Trois valeurs sont simulées : 2, 10, 15 et 20 mm. L'augmentation de l'espacement dégrade l'adaptation. Un écart de 10 dB est observé en

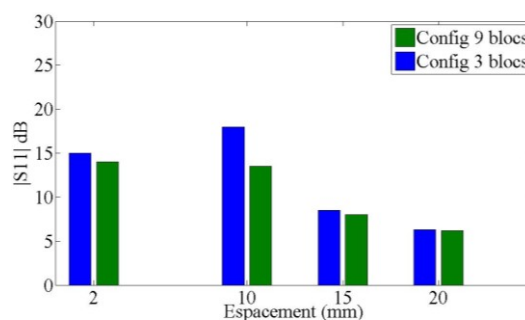


Fig. 5.19 : Impact de l'espacement g entre les dipôles sur l'adaptation pour les configurations 3 et 9 blocs.

passant d'un espacement de 10 à 20 mm. Nous remarquons que l'adaptation varie légèrement en passant d'une configuration de 3 à 9 blocs pour un espacement identique. La Fig. 5.20 présente l'impact de l'espacement entre les méandres sur la répartition du champ magnétique sur un plan situé à $z=10$ cm. Nous observons que l'augmentation de g s'accompagne par un rétrécissement, notamment latéral, de la zone couverte par un champ magnétique important.

Ceci est vrai aussi bien pour une configuration à 3 blocs que pour une configuration à 9 blocs. Seule la configuration à 9 blocs est présentée ici. Les traits continus et discontinus délimitent les frontières de chaque structure qui du fait des variations de g n'ont pas les mêmes dimensions.

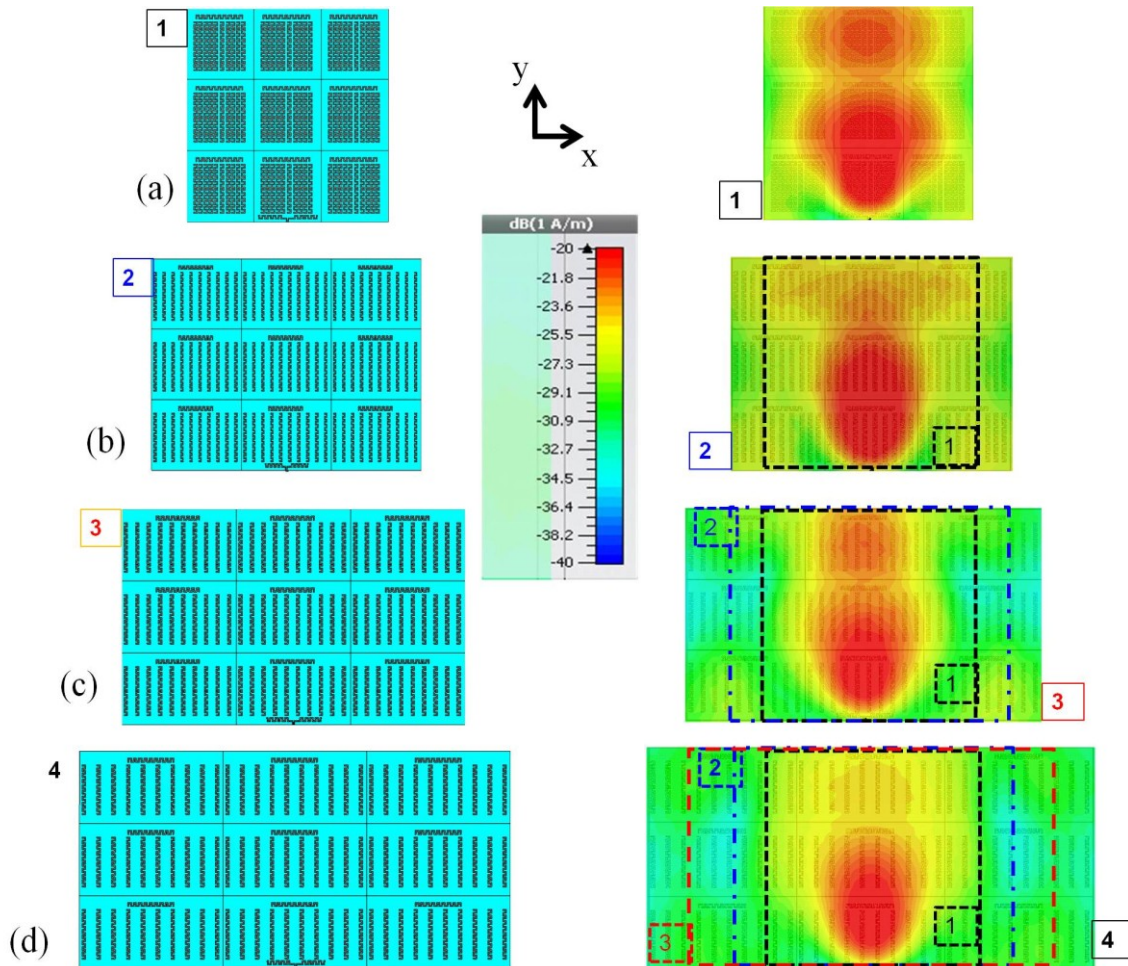


Fig. 5.20: Impact de l'espacement g entre les dipôles sur la répartition du champ magnétique (composante H_z) sur le plan $(x,y,z=10$ cm) à la fréquence 868 MHz, pour une configuration de 9 blocs: (a) $g=2$ mm, (b) $g=10$ mm, (c) $g=15$ mm, (d) $g=20$ mm. Les antennes sont représentées à la même échelle.

Si nous nous intéressons à la zone relative à la Fig. 5.20-b (36×48 cm²), nous notons que pour des espacements importants $g=15$ mm et $g=20$ mm (Fig. 5.20-c,d), le champ est moins bien réparti comparativement aux deux autres configurations.

L'espacement $g=10$ mm a été retenu (Fig. 5.15-a), il représente un bon compromis entre la surface couverte par rapport au nombre de dipôles, et le niveau d'adaptation.

3.2.2.2. Rôle du dipôle horizontal

Dans le but d'uniformiser au plus la répartition du champ magnétique et surtout d'assurer une bonne répartition du champ suivant l'axe y , un dipôle horizontal, comme on peut le voir sur la Fig. 5.16-a, est rajouté. Afin de prouver le rôle de ce dipôle, nous comparons une structure à 3 blocs sans et avec ce dipôle horizontal. Nous voyons clairement, Fig. 5.21, que ce dipôle permet un élargissement du champ dans la direction Oy . Il assure en quelque sorte le lien entre les dipôles verticaux de deux blocs différents, dans la direction y . En effet, la présence de ce dipôle permet d'avoir un champ magnétique au niveau du module situé juste au-dessus. On note que l'amplitude du champ magnétique sur le troisième bloc passe de -29 dBA/m (configuration sans dipôle horizontal (Fig. 5.21-a)) à -21 dBA/m (configuration avec dipôle horizontal (Fig. 5.21-b)). Comme on peut le voir Fig. 5.22, ce dipôle participe également à l'adaptation de l'antenne à la fréquence considérée. L'ajout de ces dipôles décale la résonance vers les basses fréquences. L'antenne passe d'une mauvaise adaptation à 868 MHz (-8 dB : courbes pointillées) à une bonne adaptation avec un coefficient de réflexion allant jusqu'à -16 dB (courbes continues). Ce comportement est observé pour les deux configurations 3 et 9 blocs.

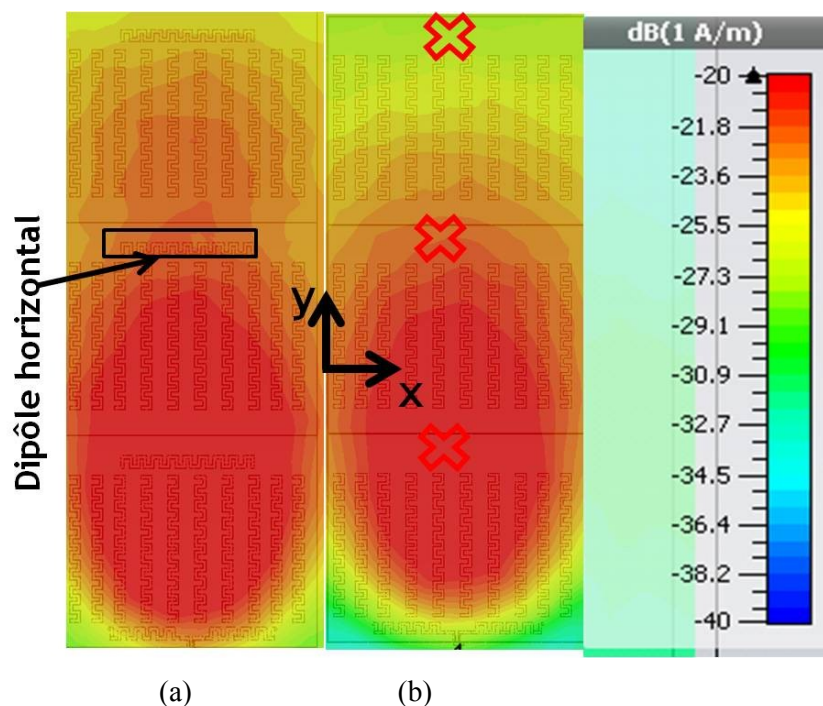


Fig. 5.21 : Impact de la présence du dipôle horizontal sur la répartition du champ magnétique (composante H_z) pour une configuration de 3 blocs à la fréquence 868 MHz à $z=10$ cm : (a) configuration avec dipôle horizontal, (b) configuration sans dipôle horizontal.

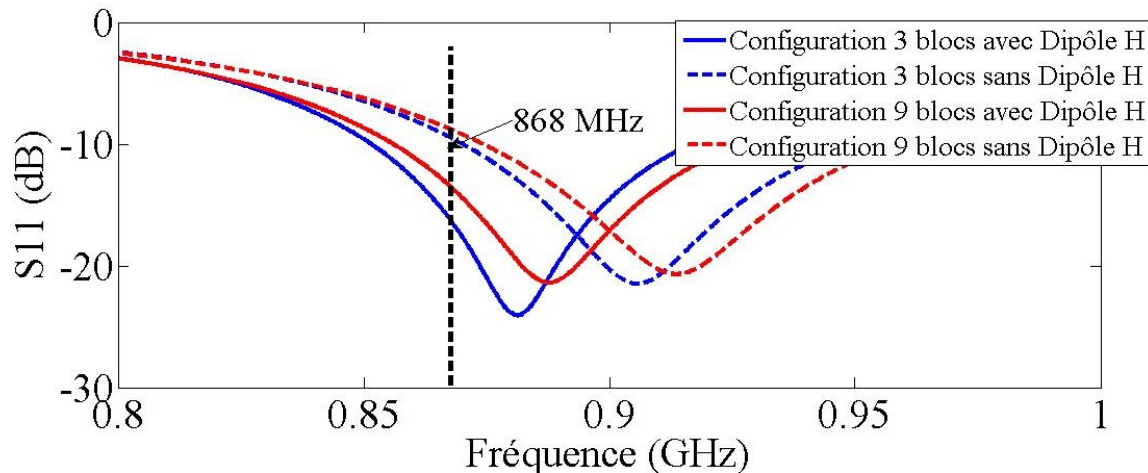


Fig.5.22 : Paramètre S11 de l'antenne, effet du dipôle horizontal (H) pour les deux configurations de l'antenne (3 et 9 blocs).

3.2.3. Etude de caractère modulaire de l'antenne

3.2.3.1. Impact du nombre de blocs sur l'adaptation

Pour mettre en évidence l'aspect modulaire de cette antenne, différentes configurations sont étudiées aussi bien en simulation qu'en mesure. On distingue quatre configurations : un seul bloc ($12 \times 16 \text{ cm}^2$), 3 blocs ($36 \times 16 \text{ cm}^2$), 9 blocs ($36 \times 48 \text{ cm}^2$) et 15 blocs ($36 \times 80 \text{ cm}^2$). Les configurations 3 blocs et 9 blocs sont présentées sur la Fig. 5.16. Toutes ont été simulées sous CST Microwave en intégrant à chaque fois le connecteur SMA afin de prendre en compte son impact (Fig. 5.15-b). Il est ainsi possible de voir comment évoluent les performances de l'antenne en fonction du nombre de blocs. Sur la Fig. 5.23, le

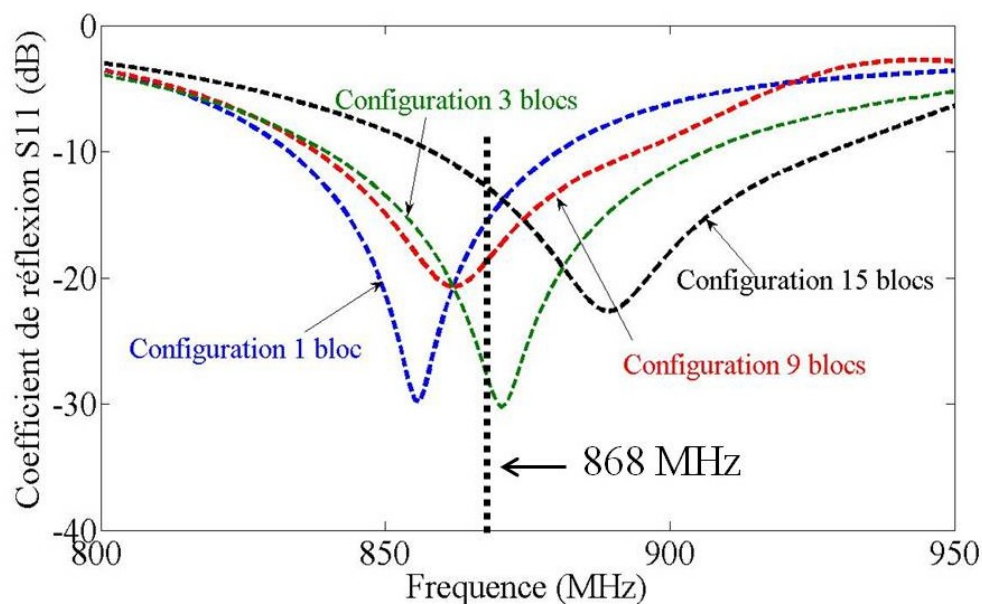
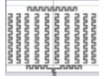
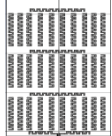
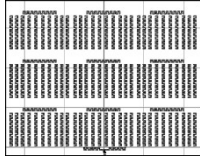
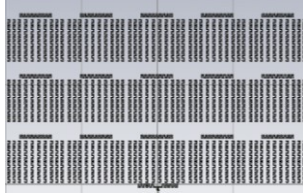


Fig.5.23 : Impact du nombre de blocs sur le coefficient de réflexion coefficient de réflexion relatif aux différentes configurations est présenté. Quel que soit la

configuration, on remarque une bonne adaptation à la fréquence de fonctionnement RFID 868 MHz. Le tableau 5.2 présente le coefficient de réflexion de l'antenne à la fréquence 868 MHz pour les différentes configurations. Nous remarquons que l'adaptation varie très peu (3 dB) en fonction du nombre de blocs. Un S11 de -13 dB est toujours obtenu. La bande passante à -10 dB varie entre 40 et 70 MHz.

Tableau 5-2 : Coefficient de réflexion à la fréquence 868 MHz pour les différentes configurations

Configuration	Arrangement	Coefficient de réflexion à 868 MHz (dB)	Bande passante à -10 dB en MHz
1 bloc		-15,4	833-880: 47
3 blocs		-18	839-905: 66
9 blocs		-13,8	838-893: 45
15 blocs		-13	858-928: 70

3.2.3.2. Impact du nombre de blocs sur la répartition du champ magnétique

La répartition du champ magnétique, en amplitude, pour les configurations 3, 9 et 15 blocs au voisinage de l'antenne (plan $z=1$ cm) est présentée Fig. 5.24. Nous remarquons que l'on a un niveau de champ important sur toute la surface de l'antenne quel que soit la configuration. Ce point est particulièrement remarquable pour la configuration comportant 15 blocs. En pratique, un plan réflecteur est souvent rajouté au-dessous de l'antenne à une distance de 4 cm dans le but d'améliorer la répartition du champ magnétique et d'éviter des lectures parasites dans le demi-plan inférieur de l'antenne. Cet effet est observé sur la Fig. 5.25.

Nous voyons clairement l'amélioration de la zone en utilisant un plan réflecteur (Fig. 5.25-b) par rapport au cas sans (Fig. 5.25-a) à une hauteur $z=10$ cm. Le champ est plus important et

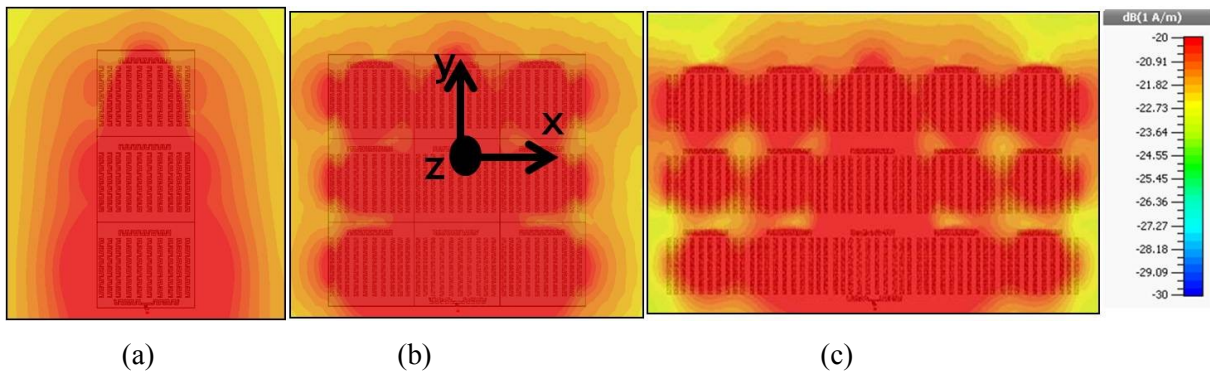


Fig. 5.24 : Impact du nombre de blocs sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) sur le plan $z=1$ cm à la fréquence 868 MHz : (a) configuration 3 blocs, (b) configuration 9 blocs, (c) configuration 15 blocs
homogène sur toute la surface de l'antenne. Le même effet est observé avec un nombre plus importants de blocs (15 blocs) (Fig. 5.26).

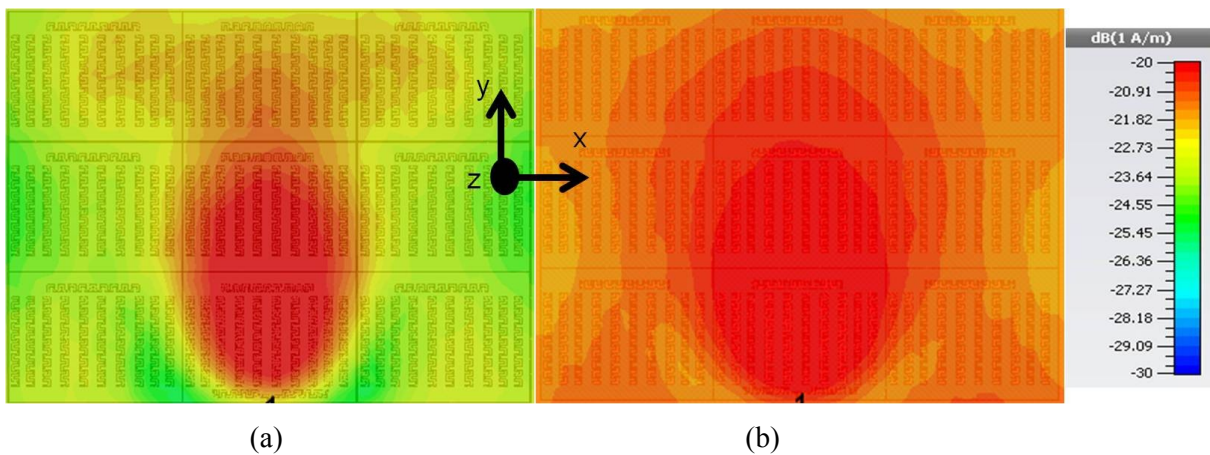


Fig. 5.25 : Impact du plan réflecteur sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) à la fréquence 868 MHz, sur le plan $z=10$ cm pour la configuration à 9 blocs : (a) configuration sans plan réflecteur, (b) configuration avec plan réflecteur positionné à 4 cm en dessous des dipôles.

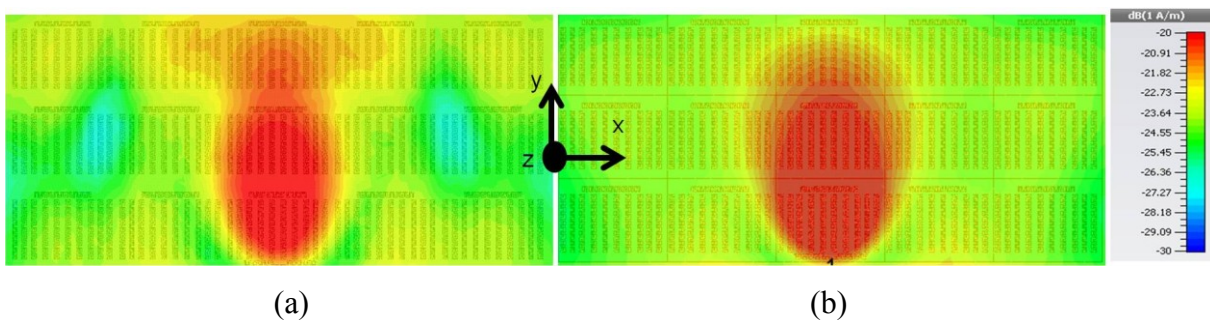


Fig. 5.26 : Impact du plan réflecteur sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) à la fréquence 868 MHz, sur le plan $z=10$ cm, pour la configuration à 15 blocs : (a) configuration sans plan réflecteur, (b) configuration avec plan réflecteur positionné à 4 cm en dessous des dipôles.

4. Réalisation de l'antenne

Les différents blocs qui vont servir pour composer l'antenne sont imprimés en une seule fois sur du substrat PET. L'ensemble des motifs nous parviennent sous la forme d'un rouleau de 200×28 cm². Nous utilisons le même procédé d'impression que pour la réalisation du solénoïde décrit dans le chapitre précédent, à savoir de l'impression jet d'encre couplée avec un dépôt électrolytique. Afin de retrouver le caractère modulable de l'antenne observé en simulation, les différents blocs de 12×16 cm (Fig. 5.27) sont découpés comme le montre la Fig. 5.27-a. Pour le bloc d'excitation, le connecteur SMA est soudé au dipôle (Fig. 5.27-b). L'antenne est assemblée sur un substrat rigide en mousse de très faible permittivité et d'épaisseur 4 cm (Fig. 5.27-c).

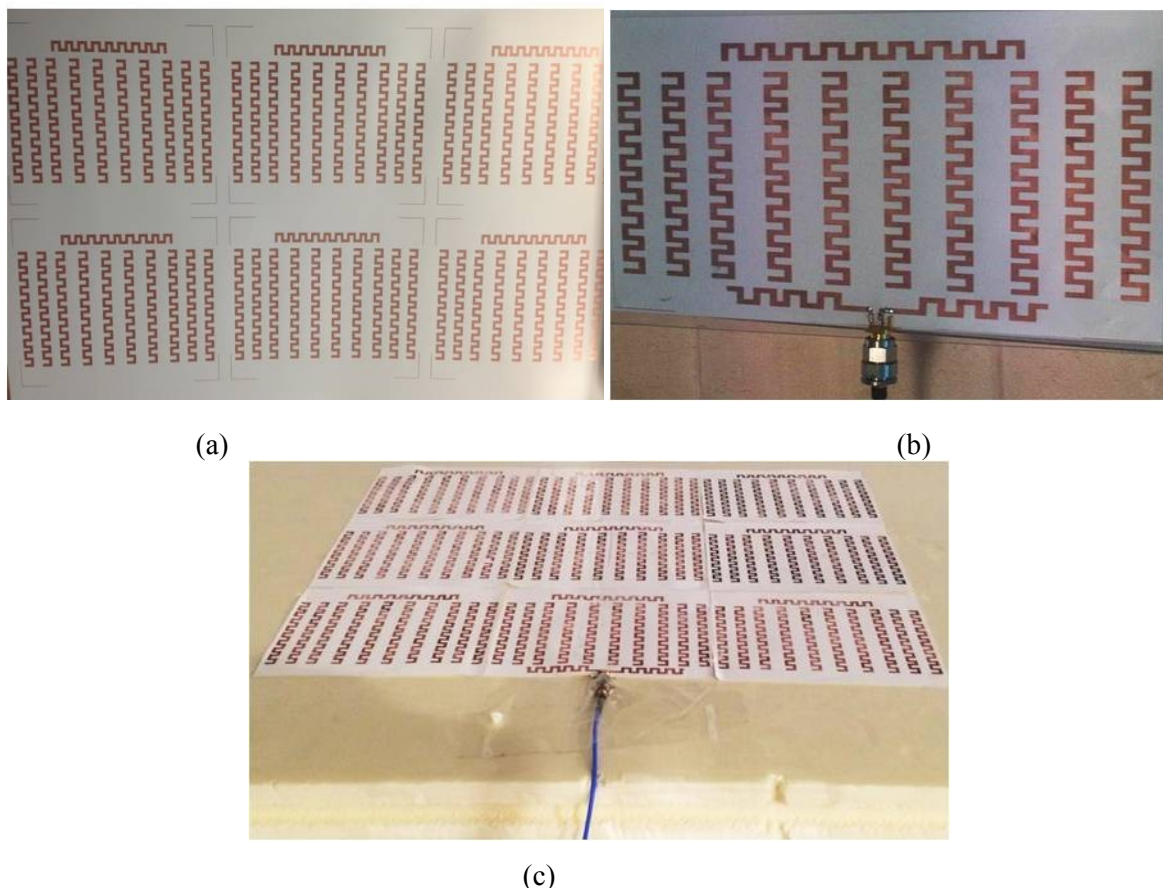


Fig. 5.27 : Blocs de l'antenne RFID UHF NF à base de méandres : (a) rouleau des blocs imprimés : blocs périphériques, (b) bloc d'excitation, (c) prototype sur substrat en polystyrène

5. Caractérisation de l'antenne

5.1. Mesure de la bande passante de l'antenne

Le paramètre S11 est mesuré avec un analyseur de réseau de type PNA Agilent pour les différentes configurations d'antenne (1, 3, 9 blocs). Les résultats sont présentés Fig. 5.28. On constate qu'il y a un bon accord entre la simulation et la mesure. Comme attendu, on retrouve que l'adaptation de l'antenne est peu influencée par le nombre de blocs ce qui permet de modifier facilement la surface de lecture. A titre d'exemple, l'antenne 9 blocs possède une bande passante à -10 dB de 70 MHz, c'est-à-dire entre 856 et 926 MHz. Elle couvre ainsi l'ensemble des bandes de fréquence de la RFID.

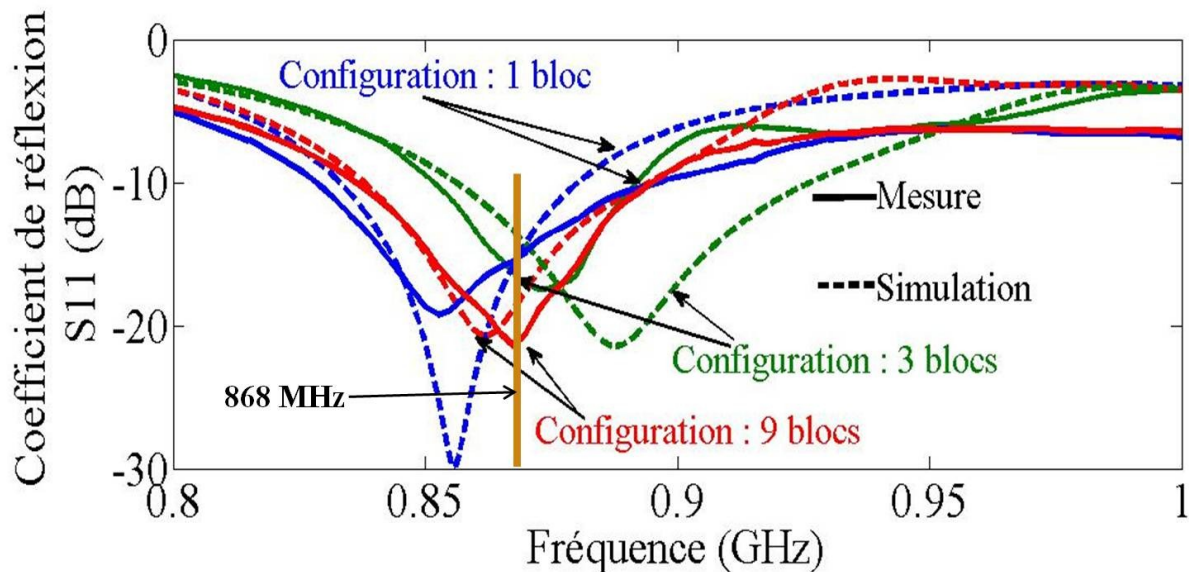


Fig. 5.28 : Coefficient de réflexion : comparaison entre les résultats de simulation et de mesure pour les configurations 1, 3 et 9 blocs.

5.2. Performances de lecture

La portée maximale et la zone de lecture de l'antenne champ proche est caractérisée. Le même banc d'évaluation RFID UHF champ proche que celui pour le solénoïde (chapitre 4) est utilisé. L'antenne à caractériser est fixée à la table (Fig. 5.29), seul le tag se déplace. Du fait des surfaces importantes à balayer par le tag, le banc de mesure a été totalement automatisé.

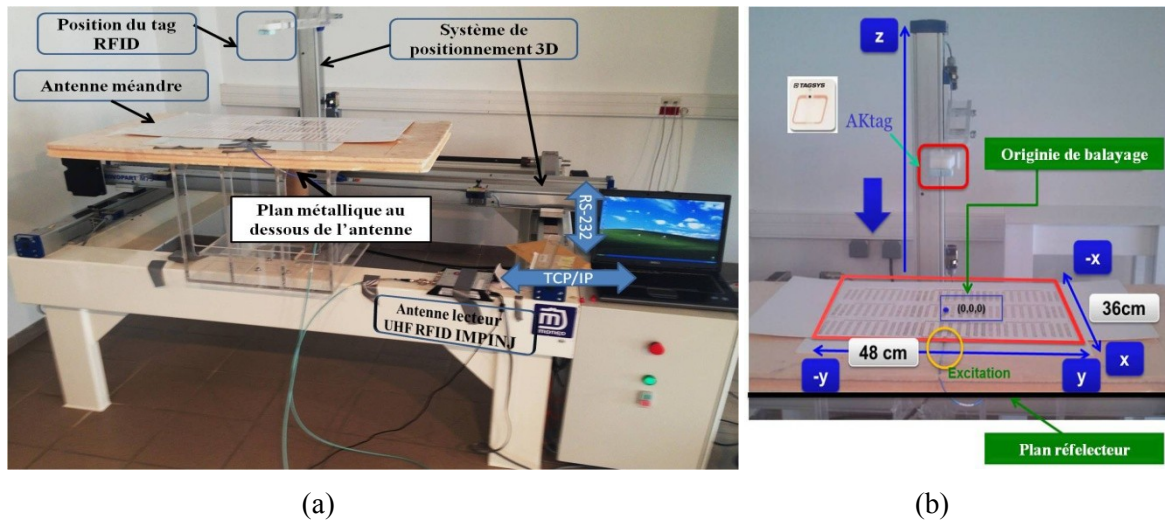
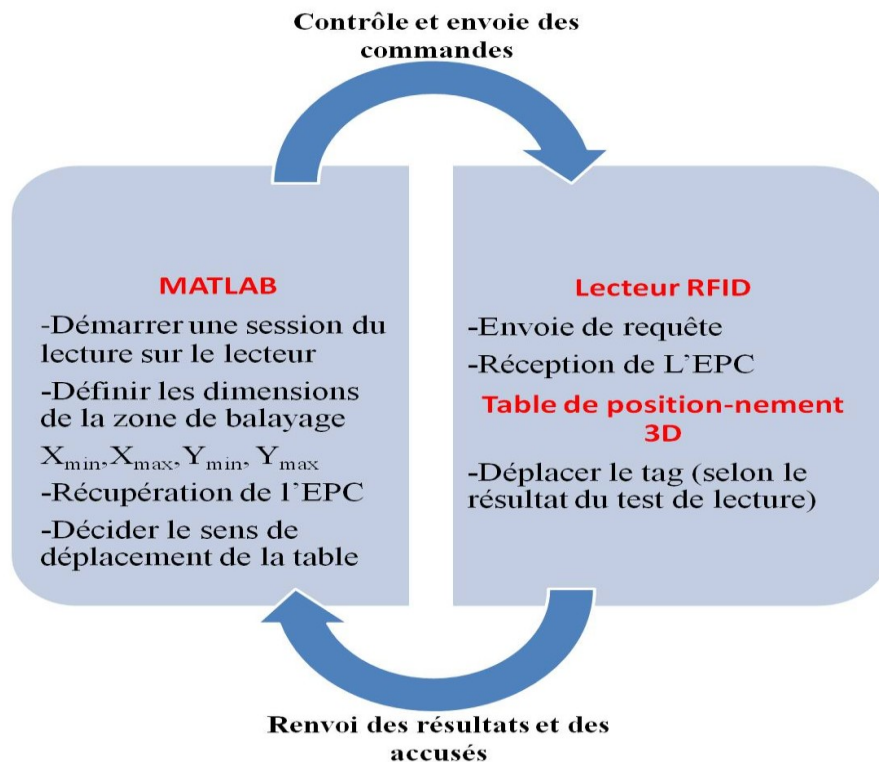
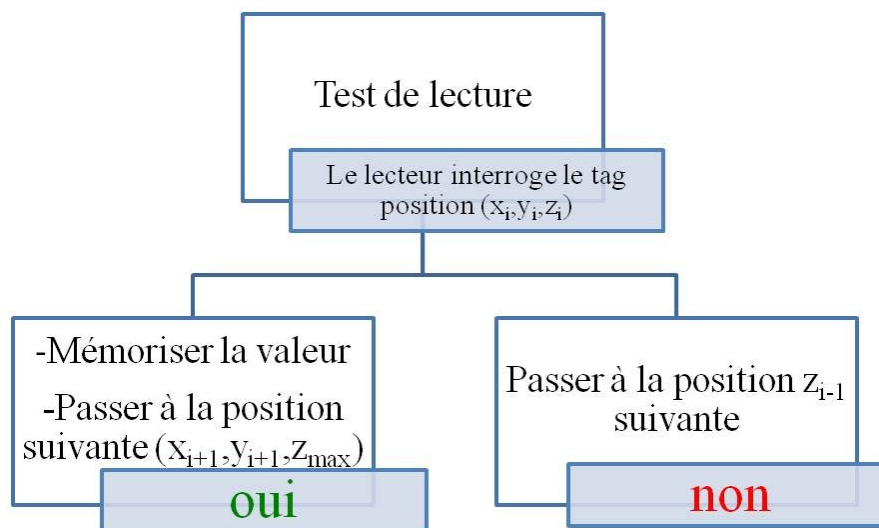


Fig. 5.29 : (a) banc de caractérisation, liaisons reliant le PC au système de positionnement (RS-232) et au lecteur (TCP/IP), (b) paramétrage de la zone à caractériser.

Pour se faire, la programmation s'est faite à l'aide du module « instrument toolbox », de MATLAB. Une interface graphique permettant de déplacer le tag sur un volume maximale de $100 \times 100 \times 35 \text{ cm}^3$ a été développée. Nous commençons par initialiser le système en positionnant le bras un point de repère défini par le constructeur. Ensuite, le bras est déplacé vers le centre de l'antenne, pour définir l'origine du nouveau repère. Enfin, nous définissons le volume à balayer en implémentant les limites inférieures et supérieures ainsi que le pas d'avancement. La vitesse de déplacement est fixée 50 m/s pour garantir un déplacement souple sans vibration. Nous positionnons le tag à la position la plus haute (axe z) possible et nous définissons les limites dans le plan (xy) en fonction des dimensions de l'antenne à caractériser. Une liaison série de type RS-232 assure la communication entre le système de positionnement et l'ordinateur. Le codage ASCII est imposé par le système pour les données échangées.



(a)



(b)

Fig. 5.30 Les différents modules composant le programme d'automatisation du banc de mesure.

Le deuxième volet de ce programme se charge d'automatiser la phase de lecture de l'identifiant du tag. Nous contrôlons les requêtes envoyées et reçu par le lecteur à travers un script développé lui aussi sur MATLAB. Ce dernier contrôle une application intégrée au lecteur (SpeedwayConnect) [5.12] (Fig. 5.30-a).

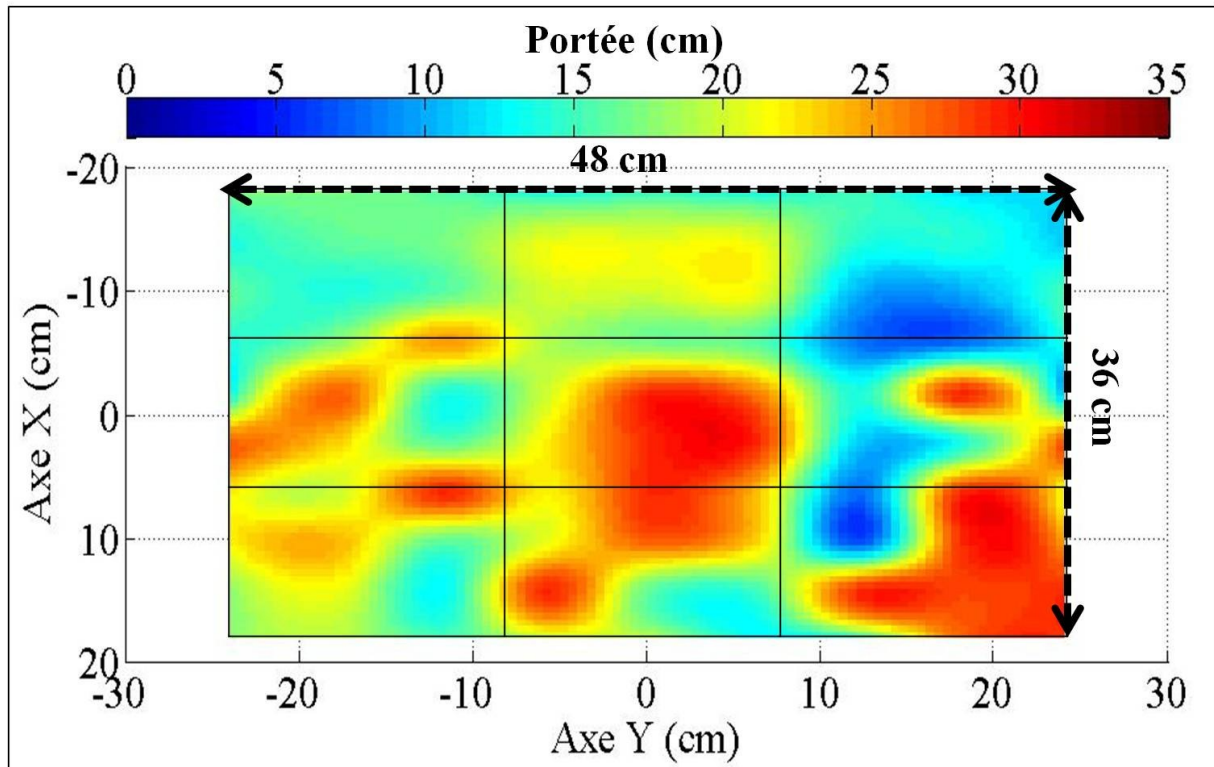
La liaison est effectuée avec le protocole TCP/IP entre l'ordinateur et le lecteur. Nous notons que le déplacement du tag est conditionné par le résultat de la lecture RFID (Fig. 5.30-b). En effet, pour chaque point de cette surface, le tag initialement positionné à la hauteur maximale

($z=35$ cm) est déplacé vers le bas jusqu'à ce que le tag réponde (test sur l'EPC récupéré sur MATLAB). La portée maximale $z_{\max(x,y)}$ pour laquelle le tag répond est sauvegardée, et le procédé est répété pour une autre position (x' , y') du plan. Nous pouvons de la sorte cartographier la zone totale de lecture du tag, et ceci en fonction de plusieurs paramètres comme la puissance d'émission du lecteur, le nombre des blocs formant l'antenne, la présence ou non du plan réflecteur ou encore l'orientation du tag. Sur l'annexe A se trouve une fiche technique qui explique les étapes de fonctionnement du banc de mesure. Quelques scripts du programme MATLAB constituent l'annexe B.

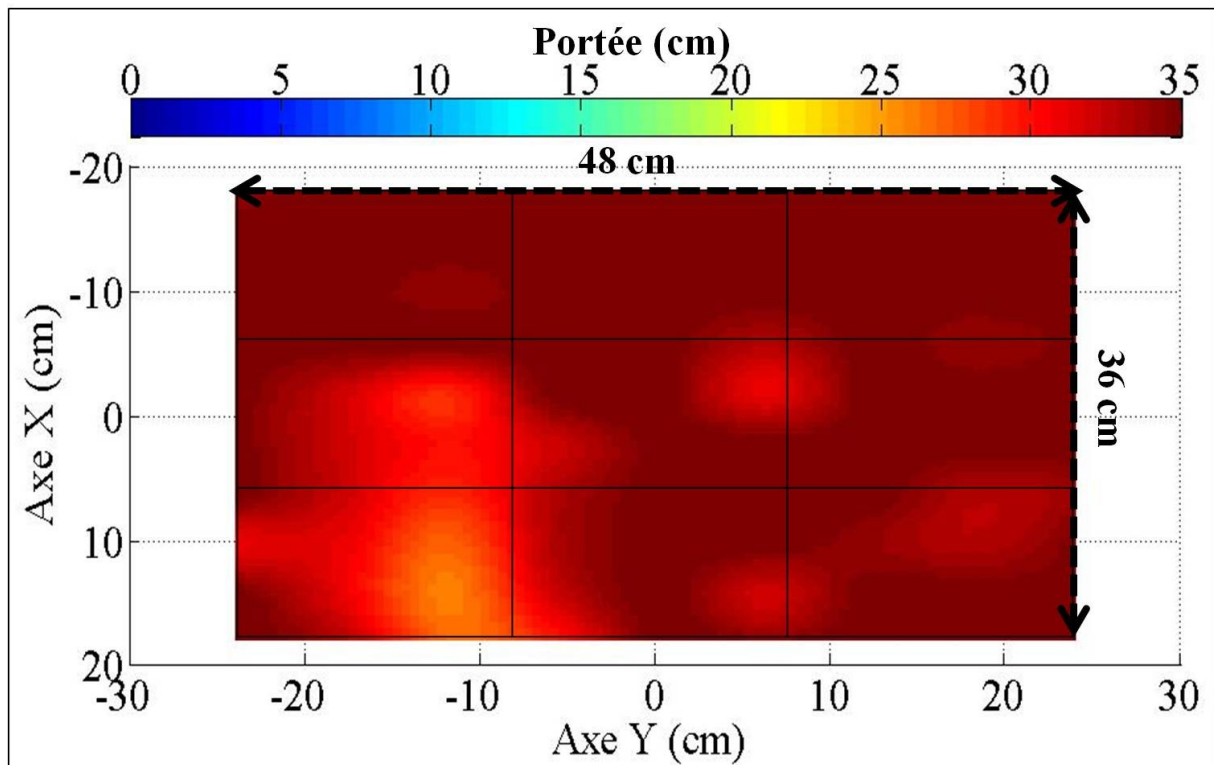
5.2.1. Effet du plan de masse

La configuration à 9 blocs (voir Fig. 5.16) est caractérisée en utilisant une puissance de lecture de 30 dBm. Les résultats sont présentés sur la Fig. 5.31. Nous pouvons voir que sur toute la surface de l'antenne ($48*36$ cm²), nous obtenons une distance de lecture supérieure à 10 cm. Certaines zones importantes ($10*15$ cm²) présentent même une distance de lecture supérieure à 30 cm. Afin d'augmenter de manière conséquente la distance de lecture, un plan de masse (plaque métallique ($1m*2m$)) a été placé à 4 cm soit $\lambda/8$ pour la fréquence 868 MHz au-dessous de l'antenne (voir Fig. 5.29-b). Les résultats présentés Fig. 5.31-b montrent une portée minimale de 25 cm toujours pour une puissance d'émission coté lecteur de 30 dBm. Cette distance de lecture est obtenue pour chaque point de la surface de l'antenne, c'est-à-dire pour toute la surface de $48*36$ cm². Nous repérons même des zones importantes où la distance de lecture est de 35 cm.

Le plan réflecteur permet d'avoir une zone de lecture plus uniforme (Fig. 5.31) et surtout avec une hauteur plus importante (30 cm en moyenne). En effet, en présence du plan réflecteur, le champ magnétique se est restreint au demi espace supérieur, ce qui d'une certaine façon favorise la concentration dans la zone de lecture [5.3, 5.5]. Pour la suite des caractérisations, nous retiendrons la configuration avec un plan réflecteur et nous utilisons l'Aktag comme tag de mesure.



(a)



(b)

Fig. 5.31: Effet du plan de masse pour la configuration à 9 blocs, une puissance d'excitation de 30 dBm: (a) résultat de cartographie sans plan réflecteur, (b) cartographie avec plan réflecteur. La grille indique la position des modules de l'antenne

5.2.2. Effet de la puissance du lecteur sur la zone de lecture

Pour évaluer l'effet de la puissance du lecteur sur le volume de lecture, deux cartographies ont été réalisées à deux puissances différentes (30 et 27 dBm) pour l'antenne à 9 et 15 blocs en présence du plan réflecteur. Nous observons sur les Fig. 5.31-b et 5.32 à quel point une diminution de la puissance de 3 dB soit la moitié de la puissance réduit la portée de l'antenne. Ceci est particulièrement vrai sur les bords de l'antenne, principalement sur le côté opposé à l'excitation. Toutefois, pour 27 dBm, nous retrouvons une zone de lecture de dimension 48*36 cm² avec une portée minimale égale à 10 cm pour l'antenne à 9 blocs et une zone de 76*42 cm² avec une portée minimale de 15 cm pour la configuration à 15 blocs (Fig. 5.33-a). A noter que le gain de l'antenne simulée avec un plan réflecteur pour la configuration 15 blocs atteint son maximum 2.45 (valeur linéaire) dans la direction normale à la surface de l'antenne. La régulation en puissance fixée pour la zone d'Europe est de 2W ERP (et de 4 W pour les USA et le Japon. Elle ne prend en compte que les grandeurs rayonnées du champ et non la valeur du champ proche.

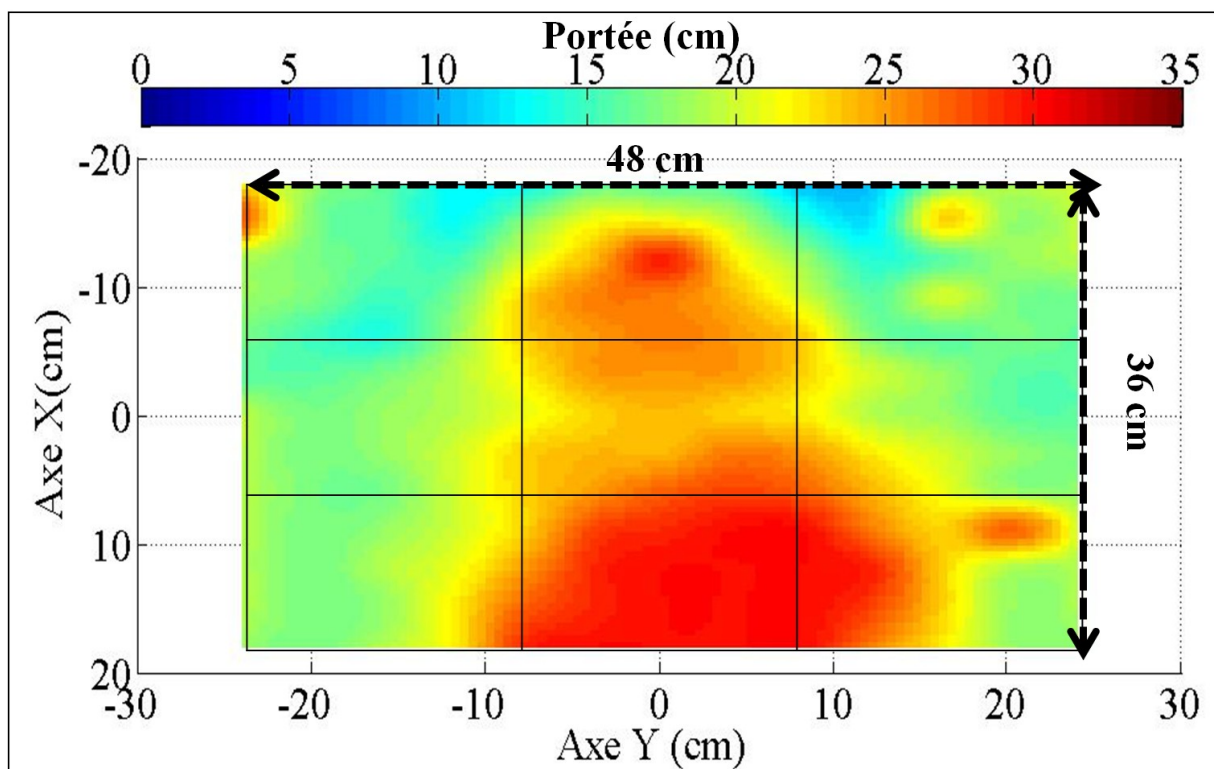


Fig. 5.32 : (a) cartographie par la mesure de la zone de lecture de l'antenne RFID UHF NF à base de dipôles en forme de méandre. Configuration à 9 blocs pour une puissance de 27 dBm, (b) répartition du champ magnétique sur le plan $z=20$ cm pour une configuration à 3 blocs avec une puissance équivalente à 27 dBm à la fréquence 868 MHz

Par suite, nous pouvons ajuster la puissance délivrée par le lecteur à 29 dBm par exemple de façon à respecter la régulation pour la zone Europe et à maintenir de bonnes performances en lecture champ proche. En effet, pour un gain d'antenne de 2.45 et une puissance de 29 dBm

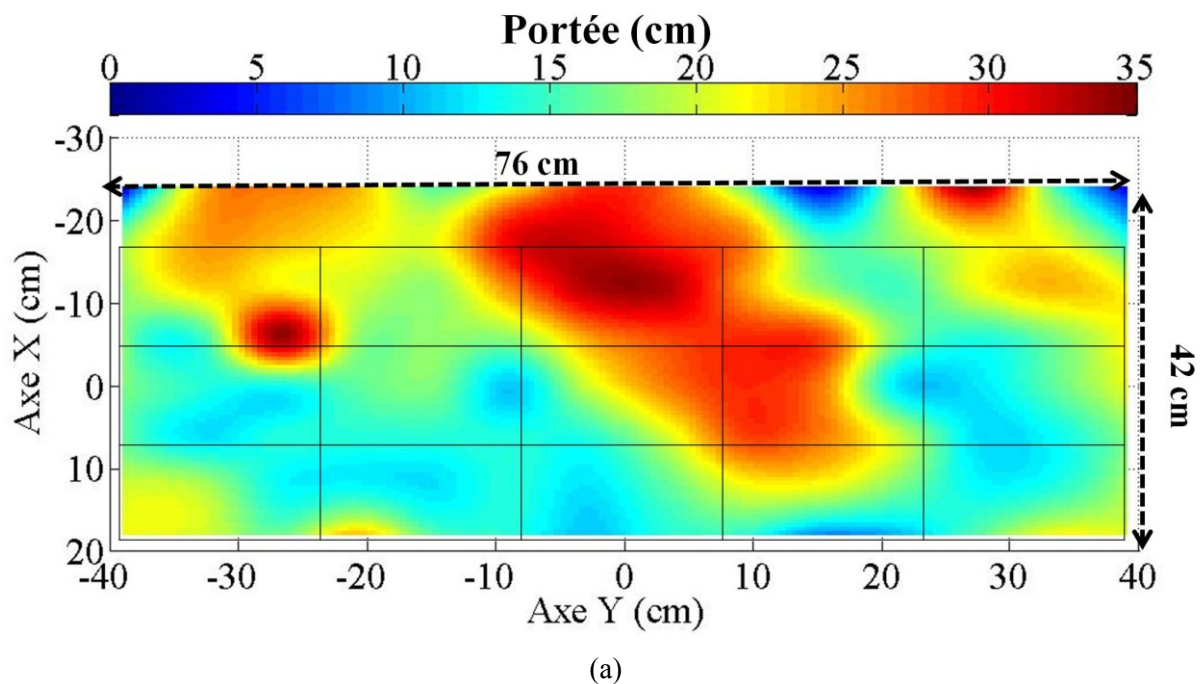
(795 mW), la puissance ERP qui est la puissance maximale autorisée à émettre déterminée par rapport à une antenne dipôle en $\lambda/2$ et délivrée par l'antenne est égal en linéaire à En dB :

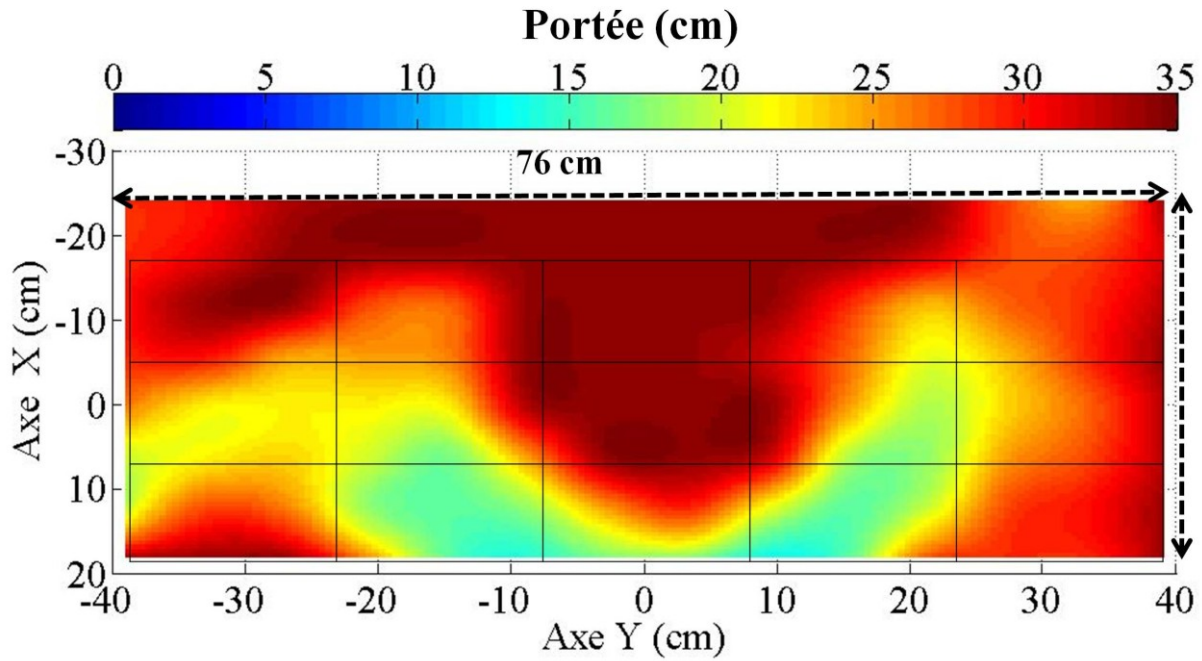
$$\text{Gain} = 3.89 \text{ dBi}, \text{Puissance} = 29 \text{ dBm}, \text{Puissance émise} = 29 + 3.89 = 32.89 \text{ dBm}$$

Rappelons que le caractère large bande de l'antenne lui permet également de fonctionner dans les zone hors Europe comme les USA ou encore le Japon. Pour ces régions le lecteur pourra avoir une puissance supérieure à 1 Watt (30 dBm) ce qui permet éventuellement d'atteindre un volume de lecture plus important.

5.2.3. Effet de l'arrangement des blocs -zone de lecture configurable

Afin d'évaluer l'influence du nombre de blocs sur le volume de lecture, des cartographies ont été réalisées en faisant varier le nombre des blocs qui entourent le module central d'excitation. Etant limitée par les dimensions du banc de mesure et afin de mettre en évidence la variation de l'amplitude du champ sur la surface totale de l'antenne, nous imposons une puissance d'excitation de 27 dBm en sortie du lecteur RFID UHF.





(b)

Fig. 5.33: Effet de la puissance sur la configuration à 15 blocs: comparaison de la zone de lecture obtenue pour deux puissance différentes 27 and 30 dBm : (a) zone de lecture à 27 dBm, (b) zone de lecture à 30dBm

$$2.45 * 795 = 1.94 W < 2W ERP$$

Une première comparaison est réalisée entre les configurations 3 et 9 blocs. La caractérisation est effectuée sur une zone de 48*36 cm² pour les deux configurations. Les résultats sont

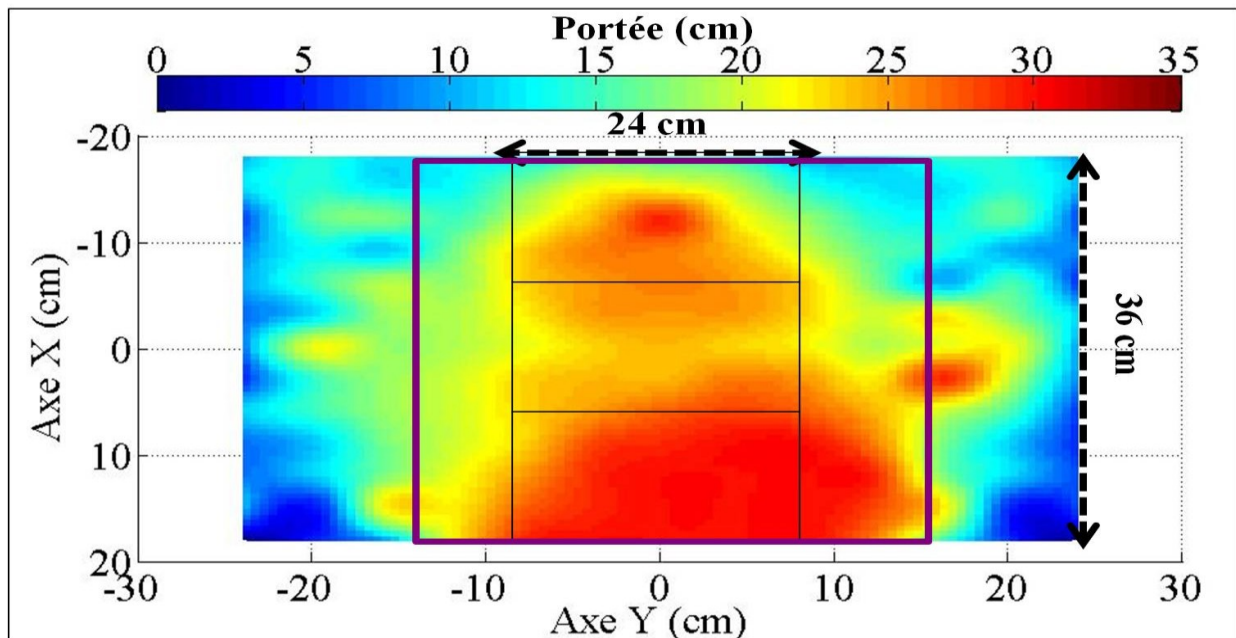


Fig. 5.34 Zone de lecture déterminée à une puissance de 27 dBm: configuration à 3 blocs présentés sur les Fig. 5.32 et 5.34. Nous notons clairement que le passage de 3 à 9 blocs permet d'augmenter la distance de lecture au niveau des zones situées de part et d'autres du

module central, c'est-à-dire là où les blocs ont été ajoutés. Dans la configuration à 9 blocs, nous parvenons à lire le tag sur la totalité de la surface de l'antenne ($36 \times 48 \text{ cm}^2$) avec une portée minimale de 15 cm (Fig. 5.32). De la même manière, une cartographie sur une zone de $42 \times 76 \text{ cm}^2$ pour les configurations 10

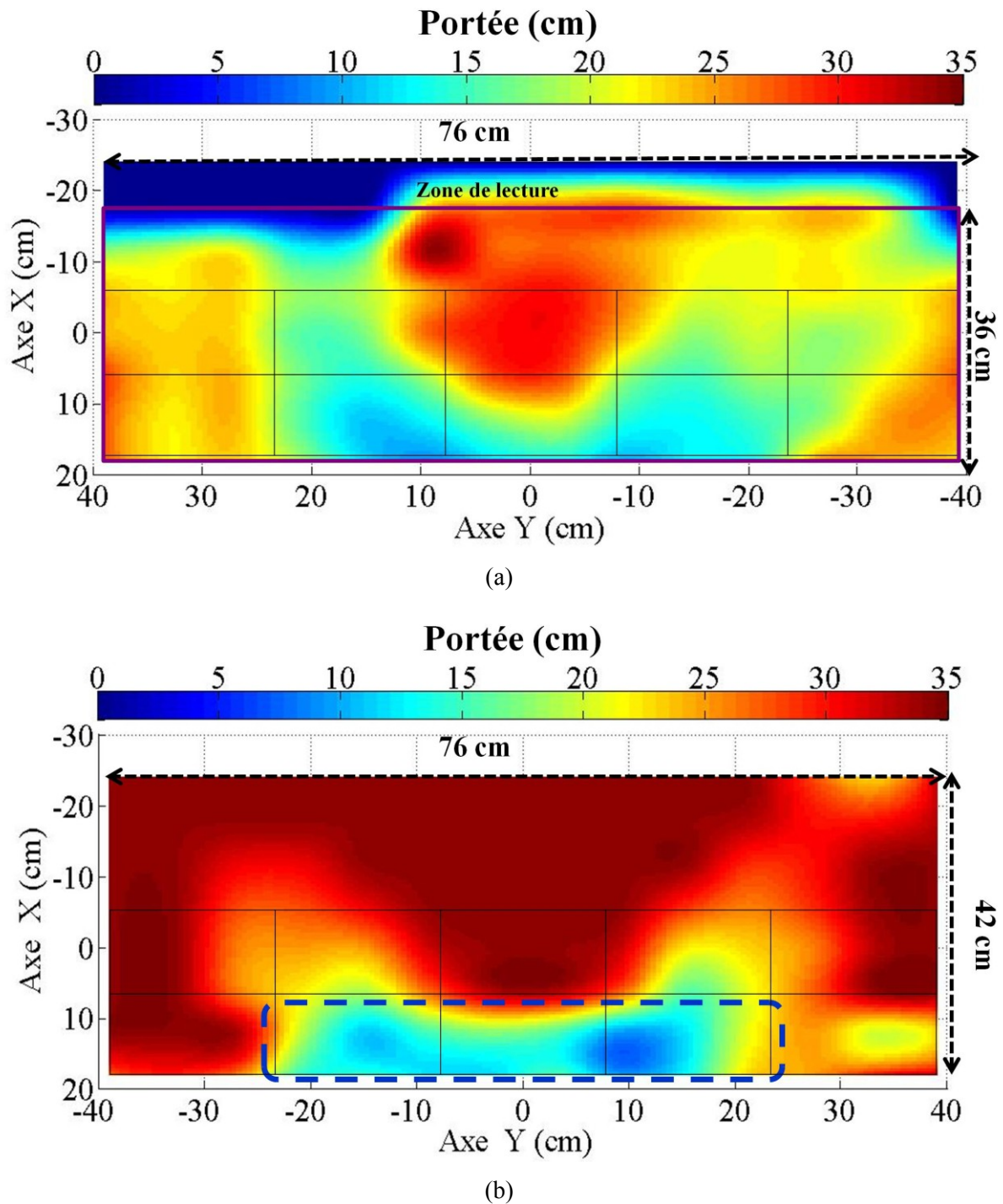


Fig. 5.35 : Effet de la puissance sur la configuration à 10 blocs: comparaison de la zone de lecture obtenue pour deux puissance différentes 27 and 30 dBm : (a) zone de lecture à 27 dBm, (b) zone de lecture à 30dBm

et 15 blocs a été réalisée (Fig. 5.35-a et Fig. 5.33-a respectivement). Nous observons ici que la zone de lecture est légèrement translatée dans la direction opposée à celle de l'excitation. De même cette zone dépasse la surface couverte par l'antenne. Pour une puissance de 27 dBm (Fig. 5.29-a et 5.35-a) nous remarquons que l'absence de la 3eme rangée de blocs (configuration 10 blocs) fait apparaître au même endroit, une zone où le tag n'est plus lu. Toutefois, il est possible de le lire sur une zone de $36*76 \text{ cm}^2$ (Fig. 5.35-a). La configuration à 15 blocs permet d'uniformiser la zone de lecture. Elle est de $42*76 \text{ cm}^2$. Comparativement à la configuration 10 blocs, en utilisant 15 blocs, nous parvenons à agrandir la zone de lecteur de $6*76 \text{ cm}^2$ tout en gardant la même portée maximale égale à 35 cm et une portée minimale de 8 cm. A 30 dBm, Nous avons une zone de lecture très importante. Contenu des limitations

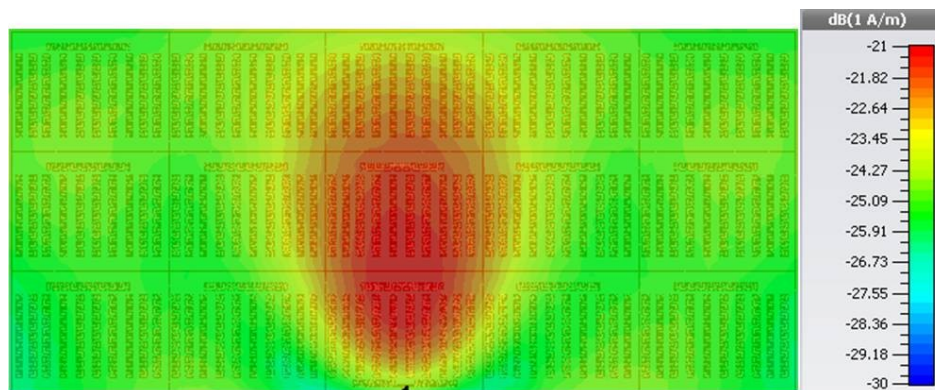
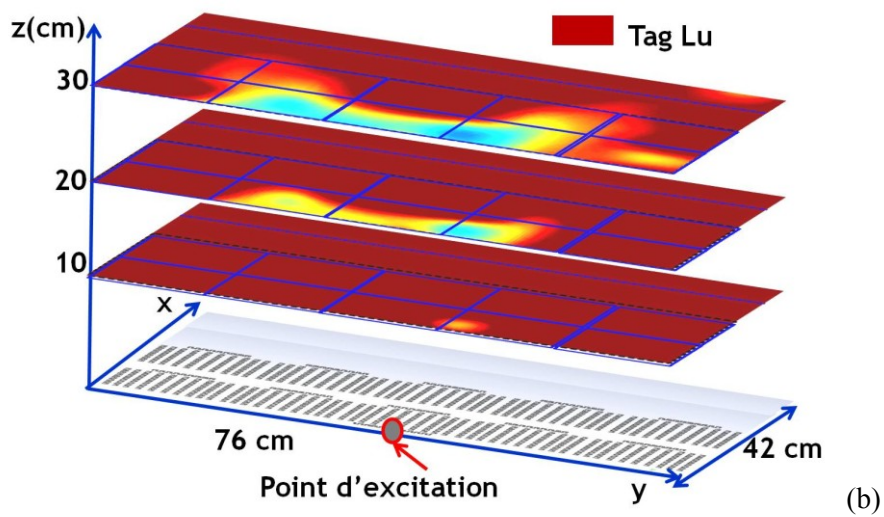
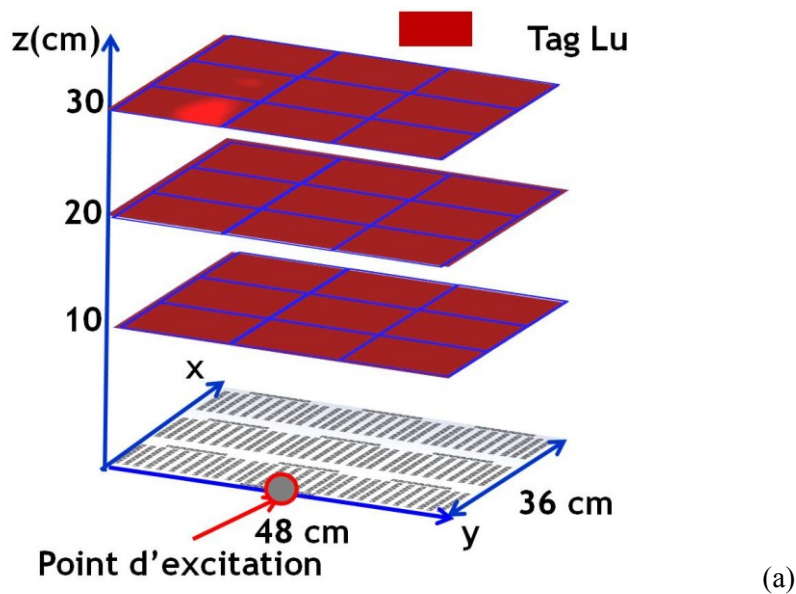


Fig. 5.36 Résultat de Simulation pour le champ magnétique (composante Hz) au plan $z=15 \text{ cm}$, 868 MHz pour la configuration à 15 blocs.

sur le déplacement du tag liées à la table 3D utilisée, il n'est pas possible de la caractériser entièrement. Nous observons toutefois une zone autour du bloc d'excitation, (voir Fig. 5.31-b) où la distance de lecture est moindre, cette zone est considérablement améliorée lorsque l'on passe de 10 à 15 blocs. Ce comportement est observé aussi en simulation. En effet, pour une hauteur $z=15 \text{ cm}$, on commence à avoir une réduction de l'amplitude du champ magnétique au niveau de l'excitation comme le montre la Fig.5.36.

Sur les Figs 5.32 5.33 5.34 5.35, nous remarquons que le profil du volume de lecture varie en fonction du nombre de blocs et de leur arrangement. En résumé, la configuration 15 blocs de l'antenne champ proche permet d'atteindre une portée de lecture de 35 cm sur 60% de sa surface ($76*42 \text{ cm}^2$) et une portée minimale de 17 cm sur l'intégralité de sa surface (Fig. 5.29-b). Nous montrons aussi (Fig. 5.31, 5.32, 5.33, 5.34, 5.35) que la zone de lecture est paramétrable en jouant sur le nombre de blocs, ceci indépendamment du bloque d'excitation. Sur la Fig. 5.37, un comparatif de la zone de lecture est réalisé entre différentes configurations et ceci pour différents plans (10, 21 et 30 cm), à la puissance 30 dBm. Nous remarquons des

zones de lecture très importantes, où 100% de la surface de l'antenne permet la lecture du tag et ceci quel que soit la configuration



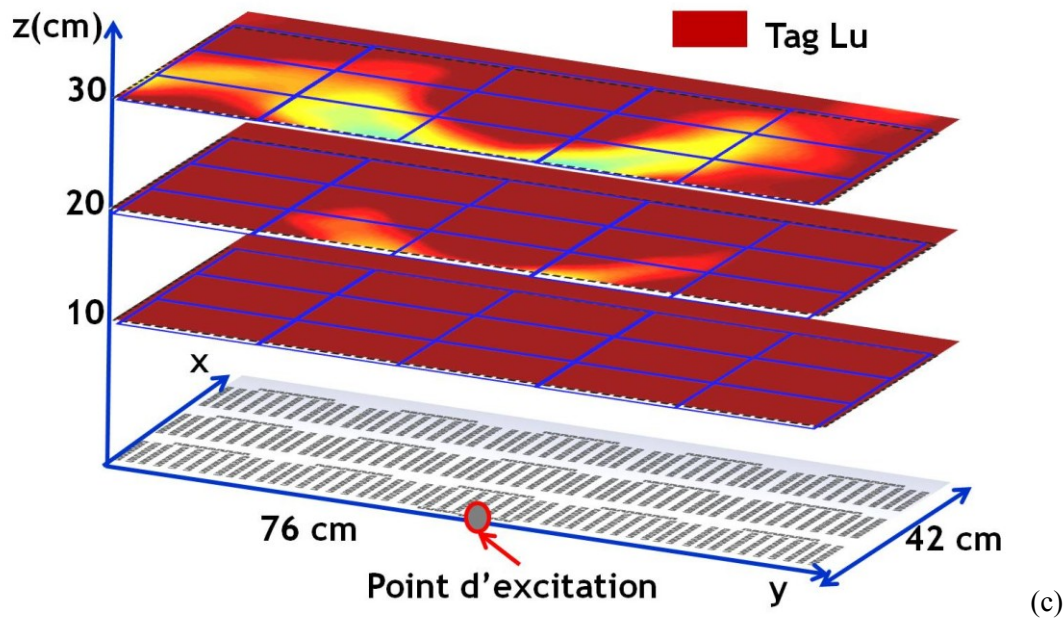


Fig. 5.37 : Comparatif de la zone de lecture obtenue en mesure pour les configurations 9, 10 et 15 blocs pour une puissance de 30 dBm.

5.2.4. Bilan

Un nouveau design d'antenne champ proche a été présenté dans ce chapitre. Nous avons pu voir que la zone de lecture est parfaitement modulable. De plus l'antenne n'est autre qu'une structure plane, réalisée à moindre coût (inférieur à 100€). Ses performances la rendent parfaitement compatible avec les applications RFID UHF champ proche actuelles. Elle est de même opérationnelle sur l'ensemble du spectre de la RFID UHF. Les points forts de l'antenne sont sa zone de lecture très importante et parfaitement. Une portée importante de l'ordre de 35 cm est obtenue. Concernant la surface de lecture, il est possible de lire des tags avec une portée de 10 cm sur une surface de $76 \times 42 \text{ cm}^2$. Suivant le nombre de blocs on peut paramétrer la zone de lecture en gardant une portée maximale de 35 cm avec une puissance de 27 dBm. L'antenne est modulaire et flexible. Sa conception plane, simple couche, réalisée sur du PET, lui permet de s'intégrer sur différents supports. En effet, l'antenne peut être adaptée à la permittivité d'un support en redimensionnant le dipôle d'excitation pour une configuration sans plan de masse. Le tableau 5.3 dresse une comparaison des performances entre l'antenne proposée et les designs existants dans la littérature et décrits précédemment. Il est clair que les performances du design proposé dépassent largement celles des antennes introduites jusqu'à lors, en considérant notamment les antennes boucles qui atteignent 30 cm de portée maximale. Le tag utilisé pour la caractérisation est un tag « champ proche » c'est-à-dire composé uniquement d'une boucle. Nous notons là une différence importante avec les tags utilisés dans les articles cités. En effet, les étiquettes RFID comme l'UPM et l'Alien

(Tableau 5-3) fonctionnent également en champ lointain et donc permettent d'atteindre des zones de lecture bien supérieures, pour une même antenne lecteur. Dans ce cas, les tags vont avoir des dimensions bien supérieures à l'AKTag utilisé dans cette étude. Le choix du tag est bien entendu directement lié à l'application visée.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau design d'antenne lecteur RFID UHF NF paramétrable a été introduit. Cette antenne montre des performances supérieures aux solutions existantes tout en apportant une réelle simplicité en fabrication et de mise en œuvre. Le coût de réalisation est extrêmement réduit tout en apportant une zone de lecture très importante. Une portée maximale de 35 cm est atteinte. Une zone de lecture parfaitement modulable est obtenue. L'antenne est formée par des blocs qui définie la région de lecture suivant leur arrangement. La zone de lecture est désormais paramétrable en fonction du nombre de bloc. Nous parvenons à produire des zones de lecture plus large que les designs existants tout en notant la facilité d'intégration de cette antenne sur divers supports et son coût de réalisation faible. Nous atteignons une surface de $76*48 \text{ cm}^2$ ou la lecture RFID est entièrement possible avec un tag ($1*1 \text{ cm}^2$) sur des portées de l'ordre de 30 cm. Nous notons aussi que la portée peut s'étendre en ayant recours à des tags plus grands en taille.

Références du chapitre 5

- [1] F. Gardiol, *Traité d'électricité. Tome 3, Electromagnétisme*, vol. 3. PPUR presses polytechniques, 2002.
- [2] C. R. Medeiros, J. R. Costa, et C. A. Fernandes, « RFID reader antennas for tag detection in self-confined volumes at UHF », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 53, n° 2, p. 39-50, 2011.
- [3] W. Choi, J.-S. Kim, J.-H. Bae, G. Choi, et J.-S. Chae, « Near-field antenna for a radio frequency identification shelf in the UHF band », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, n° 10, p. 1538-1542, 2010.
- [4] J. Hong, J. Choo, J. Ryoo, et C. Choi, « A shelf antenna using near-field without dead zones in UHF RFID », in *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, 2009, p. 1-4.
- [5] O. Losito et V. Dimiccoli, « Travelling Planar Wave Antenna for Wireless Communications ».
- [6] A. Ren, C. Wu, T. Wang, et B. Yao, « A novel design for UHF near-field RFID reader antenna based on traveling wave », in *Communication Technology (ICCT), 2010 12th IEEE International Conference on*, 2010, p. 239-242.
- [7] A. Ren, C. Wu, Y. Gao, et Y. Yuan, « A robust UHF near-field RFID reader antenna », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 4, p. 1690-1697, 2012.
- [8] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa, G. Isola, et H. T. Chou, « Design and performance analysis of a planar antenna for near-field UHF RFID desktop readers », in *Proc. 2012 Asia-Pacific Microwave Conf.(APMC), Kaohsiung, Taiwan*, 2012, p. 1019-1021.
- [9] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa, et G. Isola, « Modular antenna for reactive and radiative near-field regions of UHF-RFID desktop readers », in *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, 2014, p. 1-4.
- [10] C.-Y. Wu, J. Du, A.-K. Ren, et J.-Y. Li, « Large-area RFID reader antenna for smart shelf at UHF », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 15, p. 899-900, 2012.

Liste des figures du chapitre 5

Fig. 5.1 : (a) phénomène d'onde stationnaire produit sur l'antenne : champ électrique confiné au niveau de la surface de l'antenne, (b) géométrie de l'antenne : zone de lecture prévue équivalente à la surface de l'antenne, [2]	160
Fig. 5.2 : Applications visées : « étagère intelligente », (zone en pointillé rouge), « convoyeur intelligent » (zone en bleu)[2]	161
Fig. 5.3 (a) géométrie de l'antenne pour l'application « convoyeur intelligent », Amplification des composantes E_x et E_y du champ électrique par la forme de m méandre comparé à l'antenne de la Fig. 5.1-b : Amplitude du champ électrique simulée sur les composantes E_x , E_y et E_z : (b) antenne de la Fig. 5.1-b, (c) antenne en forme de méandre, [2]	161
Fig. 5.4 : (a) résultat de lecture RFID en utilisant un tag Alien déposé verticalement par rapport au plan de l'antenne, (b) résultat de lecture RFID en utilisant un tag Alien déposé horizontalement par rapport au plan de l'antenne, [2]	162
Fig. 5.5 Antenne en fentes rectangulaire : (a) géométrie du design, (b) onde stationnaire produite entre les conducteurs formant l'antenne [3]	163
Fig. 5.6 : (a) champ électrique total produit par les fentes de l'antenne, (b) tag RFID UHF utilisé pour la caractérisation de l'antenne lecteur [3]	163
Fig. 5.7 : Design de l'antenne de la référence [5.5] : (a) dimensions de l'antenne, (b) charges Z_1 , Z_2 permettant le contrôle de l'onde stationnaire, Ligne en méandre en couleur jaune posée dessus et lignes micro-ruban (bleu) produisant l'onde stationnaire, (c) répartition du champ magnétique sur l'antenne : Concentration du champ magnétique au niveau de la surface de l'antenne grâce à la ligne de méandre [4]	164
Fig. 5.8 : (a) application visée, étagère équipée de l'antenne de lecteur pour tags RFID, (b) résultats de simulation du niveau de RSSI pour différents nombre de livres, (c) mesure du champ magnétique à l'aide d'un sonde de type boucle (mesure du paramètre S_{21}), (d) résultats de mesure du champ magnétique [4]	165
Fig. 5.9 : (a) géométrie de l'antenne, (b) plan de masse associée à l'antenne, (c) banc de caractérisation RFID utilisé, (d) zone de lecture déterminée à un plan $z=5\text{cm}$ [6]	166
Fig. 5.10 : Design de l'antenne modifié présenté sur la référence [7]	167
Fig. 5.11 : (a) structure de l'antenne présentée dans [5.8]. (b) bande passante de l'antenne [8]	167
Fig. 5.12 : Résultat de caractérisation RFID pour les tags UH113 et un tag ALN 9460 [8]..	168
Fig. 5.13 : Design d'antenne modulaire [9] : antenne centrale spirale pour la zone champ proche, antenne dipôle méandre pour le rayonnement	168
Fig. 5.14 : (a) géométrie de l'antenne, (b) banc de mesure RFID, (c) zone de lecture à $z=3\text{ cm}$ [10]	169
Fig. 5.15. Géométrie des blocs formant l'antenne RFID UHF NF : (a) bloc périphérique, (b) bloc central avec l'excitation	171
Fig. 5.16 Antenne UHF RFID champ proche. (a) Configuration à 9 blocs. (b) Configuration à 3 blocs.	172
Fig. 5.17 : (a) configuration à 3 bloc de dipôles linéaires, (b) coefficient de réflexion pour de la configuration à 3 blocs : Comparaison entre les dipôles rectil et les dipôles en méandre .	173

Fig. 5.18 : Comparaison de la répartition du champ magnétique à la fréquence 868 MHz dans le plan (X, Y Z=10) entre une antenne à dipôles rectilignes et dipôles en méandre avec une configuration de 3 blocs pour les trois composantes du champ: (a) composante Hz, (b) composante Hx, (c) composante Hy.	173
Fig. 5.19 : Impact de l'espacement g entre les	174
Fig. 5.20: Impact de l'espacement g entre les dipôles sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) sur le plan (x,y,z=10 cm) à la fréquence 868 MHz, pour une configuration de 9 blocs: (a) $g=2$ mm, (b) $g=10$ mm, (c) $g=15$ mm, (d) $g=20$ mm. Les antennes sont représentées à la même échelle.	175
Fig. 5.21 : Impact de la présence du dipôle horizontal sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) pour une	176
Fig.5.22 : Paramètre S11 de l'antenne, effet du dipôle horizontal (H) pour les deux configurations de l'antenne (3 et 9 blocs).	177
Fig.5.23 : Impact du nombre de blocs sur le coefficient de réflexion.....	177
Fig. 5.24 : Impact du nombre de blocs sur la répartition du champ magnétique (composante Hz).....	179
Fig. 5.25 : Impact du plan réflecteur sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) à la fréquence 868 MHz, sur le plan $z= 10$ cm pour la configuration à 9 blocs : (a) configuration sans plan réflecteur, (b) configuration avec plan réflecteur positionné à 4 cm en dessous des dipôles.....	179
Fig. 5.26 : Impact du plan réflecteur sur la répartition du champ magnétique (composante Hz) à la fréquence 868 MHz, sur le plan $z= 10$ cm, pour la configuration à 15 blocs : (a) configuration sans plan réflecteur, (b) configuration avec plan réflecteur.....	180
Fig. 5.27 : Blocs de l'antenne RFID UHF NF à base de méandres : (a) rouleau des blocs imprimés : blocs périphériques, (b) bloc d'excitation, (c) prototype sur substrat en polystyrène	180
Fig. 5.28 : Coefficient de réflexion : comparaison entre les résultats de simulation et de mesure pour les configurations 1, 3 et 9 blocs.	181
Fig. 5.29 : (a) banc de caractérisation, liaisons reliant le PC au système de positionnement (RS-232) et au lecteur (TCP/IP), (b) paramétrage de la zone à caractériser.	182
Fig. 5.30 Les différents modules composant le programme d'automatisation du banc de mesure.	183
Fig. 5.31: Effet du plan de masse pour la configuration à 9 blocs, une puissance d'excitation de 30 dBm: (a) résultat de cartographie sans plan réflecteur, (b) cartographie avec plan réflecteur. La grille indique la position des modules de l'antenne.....	185
Fig. 5.32 : Cartographie par la mesure de la zone de lecture de l'antenne RFID UHF NF à base de dipôles en forme de méandre. Configuration à 9 blocs pour une puissance du lecteur de 27 dBm.	186
Fig. 5.33: Effet de la puissance sur la configuration à 15 blocs: comparaison de la zone de lecture obtenue pour deux puissance différentes 27 and 30 dBm :(a) zone de lecture à 27 dBm, (b) zone de lecture à 30dBm.....	188
Fig. 5.34 Zone de lecture déterminée à une puissance de 27 dBm: configuration à 3 blocs .	188

Fig. 5.35 : Effet de la puissance sur la configuration à 10 blocs: comparaison de la zone de lecture obtenue pour deux puissance différentes 27 and 30 dBm :(a) zone de lecture à 27 dBm, (b) zone de lecture à 30dBm.....	189
Fig. 5.36 Résultat de Simulation pour le champ magnétique (composante Hz) au plan z=15 cm, 868 MHz pour la configuration à 15 blocs.....	190
Fig. 5.37 : Comparatif de la zone de lecture obtenue en mesure pour les configurations 9, 10 et 15 blocs pour une puissance de 30 dBm.	192

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Dans ce travail de thèse nous nous sommes focalisés sur la conception des antennes lecteurs pour les systèmes NF RFID UHF. Bien que le sujet soit très restreint mais il est nécessaire de noter que cette partie du système RFID à savoir l'antenne lecteur est l'élément clé pour un fonctionnement RFID UHF en zone de champ proche. La partie post antenne dans la chaîne de transmission du lecteur demeure identique à celle du système RFID UHF standard. Des designs originaux et performants ont été conçus et caractérisés. Ces designs tiennent compte du coût de réalisation et des performances RFID en termes de portée et zone de lecture. Les performances RFID ont été évaluées par le niveau du champ magnétique en simulation et par la détermination de la distance et zone de lecture par expérimentation. Nous avons également tenu à comparer les résultats de simulation et de caractérisation. Une bonne correspondance est observée entre le seuil du champ magnétique en simulation et les distances déterminées par la mesure. Un banc de mesure a été mis en place et totalement automatisé pour caractériser les antennes dans l'ensemble d'un système RFID et dans un environnement réel.

Dans le premier chapitre, nous avons introduit le sujet de la thèse dans le cadre général de la technologie RFID. Nous avons décrit le développement de cette technologie, ses variétés et ses mécanismes fondamentaux. Ensuite, nous avons introduit les systèmes NF RFID UHF en explorant leur historique et en identifiant les cas applicatifs auxquels ces systèmes sont sollicités. Nous avons positionné cette technologie parmi les variétés de la RFID standard, la RFID UHF et la RFID HF. Nous avons illustré les différents scénarios pour mettre en place les systèmes NF RFID UHF.

Par la suite, Nous avons poursuivi la définition du système NF RFID UHF à travers son mécanisme de fonctionnement et une modélisation simplifiée en circuit de ce système. Les critères des performance notamment la zone de lecture et la portée sont définies, ce qui a permis d'identifier les contraintes de conception imposées sur les antennes lecteurs, ainsi que, les critères d'évaluation à prendre en compte au cours des phases de conception en particulier le niveau de champ magnétique. Une première exploration de la littérature nous a amené à deux classes de topologies d'antennes en se basant sur la démarche de conception :

conception à base d'une répartition de courant constante et conception à base de superposition des champs magnétiques. Dans une deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'état de l'art de la première classe en particulier les topologies des antennes boucles. Nous avons pu identifier les techniques clés de conception et cerner des exemples de designs qui ont été étudiés de manière détaillée à travers des simulations électromagnétiques.

L'étude menée dans le deuxième chapitre a été poursuivie dans le troisième chapitre sur les topologies d'antenne en forme de boucle. Nous avons obtenu des améliorations sur certains designs sur la base des constatations observées dans la première étude. La problématique a été bien identifiée ainsi que les différentes solutions existantes sous formes de technique de conception. Au final, nous avons cerné les points non traités et repéré les voies d'amélioration possibles. L'absence d'une méthodologie claire de conception pour les antennes boucle pour les systèmes NF RFID UHF est la remarque la plus pertinente. C'est ainsi que nous avons mis en place une méthode de conception basée sur une modélisation analytique et numérique de la boucle permettant des études supplémentaires très coûteuses en simulation 3D. Une application de cette méthode a abouti à un prototype d'antenne boucle simulée, réalisée et caractérisée. Cette antenne possède des bonnes performances.

La circulation de courant, la répartition et l'amplitude du champ magnétique sont les points importants à tenir en compte pour la conception des antennes boucle. Les études faites montrent qu'une boucle de courant constant à l'image du cas statique est requise pour produire un champ magnétique uniforme et important.

Dans le chapitre 4, nous avons exploré une autre propriété du cas magnétostatique qui est la proportionnalité du champ magnétique au nombre de spires pour le cas d'un solénoïde. Par la suite, nous avons proposé pour la première fois une topologie en forme de solénoïde fonctionnant comme une antenne lecteur des systèmes NF RFID UHF. Nous avons exploité l'apport de la technique de segmentation pour assurer l'uniformité de courant. Nous avons montré que le champ magnétique est proportionnel au nombre de spires en bande UHF sur un intervalle bien défini. Le prototype du solénoïde à 4 spires fait partie des antennes 3 D. Caractérisé avec le banc de mesure RFID NF que nous avons développé, nous avons prouvé l'utilité de la troisième dimension pour amplifier le champ magnétique. Le procédé de fabrication du solénoïde est simple et bas cout. Une variété de ce solénoïde est conçue pour fonctionner comme une antenne bracelet intégrable sur textile pour des lecteurs RFID UHF

NF mobiles. Le comportement électromagnétique sur le corps humain est également étudié en simulation. La correspondance entre le niveau du champ magnétique et la distance déterminée expérimentalement est maintenue et démontrée pour les deux prototypes solénoïde et antenne bracelet.

Dans le chapitre 5, l'état de l'art des topologies d'antenne autres que les boucles dans la littérature est illustré en première partie. Ceci a permis de cerner les techniques et les principes majeurs de conception. Ensuite, un design d'antenne original a été proposé sous forme de blocs modulaires parfaitement intégrable sur divers supports et réalisé par un procédé bas cout. La caractérisation de l'antenne ainsi que les simulations prouve l'efficacité de cette antenne avec une portée importante de l'ordre de 35 cm. La zone de lecture RFID UHF NF est désormais paramétrable en fonction de nombre de blocs. Nous atteignons des surfaces de 76*48 cm².

Dans toutes les caractérisations, la régulation en puissance a été prise en compte à travers le gain simulé de l'antenne et la puissance du lecteur utilisé en ce qui concerne la bande RFID UHF européenne.

Perspectives

Ce travail de recherche ouvre les horizons devant plusieurs perspectives au niveau technique de conception ou de caractérisation. Au niveau conception et topologie d'antenne, les antennes méta-matériaux ou antennes CRLH peuvent être une piste à creuser en vue la propriété de courant constant parcourant les cellules d'une antenne CRLH. Nous pouvons imaginer aussi l'application de plus d'une technique de conception et d'avoir ainsi une antenne avec un mélange de topologie boucle et dipôle par exemple. La conception d'antenne fonctionnant à la fois dans deux zones proche et lointaine reste toujours intéressante en termes de coût du lecteur et l'intégration des fonctionnalités dans un même dispositif. Du côté tag, en plus de la sensibilité de la puce RFID qui s'améliore, de nouveaux designs des antennes tags permettront l'amélioration de la portée et le couplage entre le lecteur et le tag. Les contraintes de conception du tag peuvent tenir compte du niveau de champ magnétique produit par l'antenne du tag.

Au niveau caractérisation, la mesure du niveau du champ magnétique demeure indispensable. En pratique la détermination du niveau de champ à proximité de la surface de l'antenne ne semble pas être très significative étant donné que la lecture est prévue à quelques dizaines de centimètres. Une sonde de champ avec un protocole de mesure approprié peut explorer le niveau de champ à une hauteur équivalente à la portée de l'antenne déterminée par un tag commercial.

Annexes

Annexe A : Protocole de caractérisation des systèmes NF RFID UHF

1-Eléments du banc de mesure

-Lecteur RFID UHF imipinj

Le lecteur Speedway R420 est sous forme d'un boîtier à qui englobe la partie électronique post antenne. Il possède une sortie série RS-232, parallèle (USB) et un port Ethernet RJ 45 qui permet sa connexion à un terminal. 4 antennes peuvent être associées à ce lecteur. Il fonctionne sur la bande FCC européenne. Le contrôle du lecteur est possible à travers deux moyens :

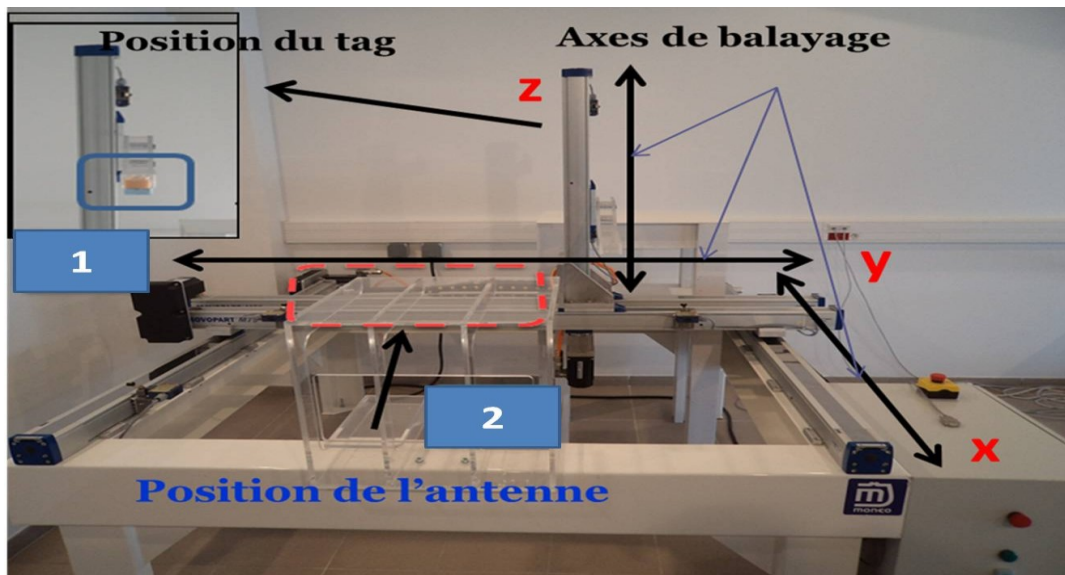


-Une application gratuite « multi reader » en téléchargement qui gère les paramètres de lecture en particulier la sélection de l'antenne de lecture, la configuration de la puissance d'émission (max 31.5 dBm) et la sensibilité de réception (min -80 dB). Le niveau RSSI, l'EPC du tag sont les données récupérables de plus la possibilité d'appliquer certains filtres sur ces données.

-Une deuxième application « SpeedwayConnect » est embarquée sur le boîtier du lecteur. Son activation est possible à travers le chargement d'un fichier sur le lecteur. Cette application permet de contrôler le lecteur via un script programmé en plusieurs langages de programmation.

-Table de positionnement 3D

C'est une table composée de trois axes (1), un support pour déposer l'antenne (2) et un moteur qui assure le mouvement des axes. La table dans la salle où elle est installée possède une référence physique pour ses axes. Des limites de fin de course ajustables sont fixées sur tous les axes soit deux pour chaque axe. Un repère relatif peut être créé par un déplacement initial des axes X, Y et Z.



-Tag de mesure aktag

Le AKtag est un tag de tagsys imprimé sur un substrat PET de dimensions totales 11*12 mm². Il utilise une puce monza 5 (-18dBm) et l'antenne prend la forme d'une boucle pour des applications courtes distances. Il est toutefois utilisé comme antenne primaire pour former un tag standard avec un dipôle rayonnant (antenne secondaire).



2-Préparation du banc de mesure

-Initialisation de la table de pistonnement au centre de l'antenne est une opération manuelle qui se fait une seule fois avant de commencer la cartographie.

-Le tag de mesure est attaché à l'axe verticale. Son centre doit être aligné avec le centre de l'antenne déposée sur le support. Placer le tag (déjà fixé sur l'axe z) à proximité de la surface de l'antenne lecteur permet un bon alignement de deux centres.

-Quelque soit l'application à utiliser pour contrôler le lecteur impinj il faut procéder comme suit :

1-Désactiver la protection antivirus de l'ordinateur à utiliser

2- Mettre le lecteur sous tension et patientez jusqu'à que les deux voyant LED soient vert.

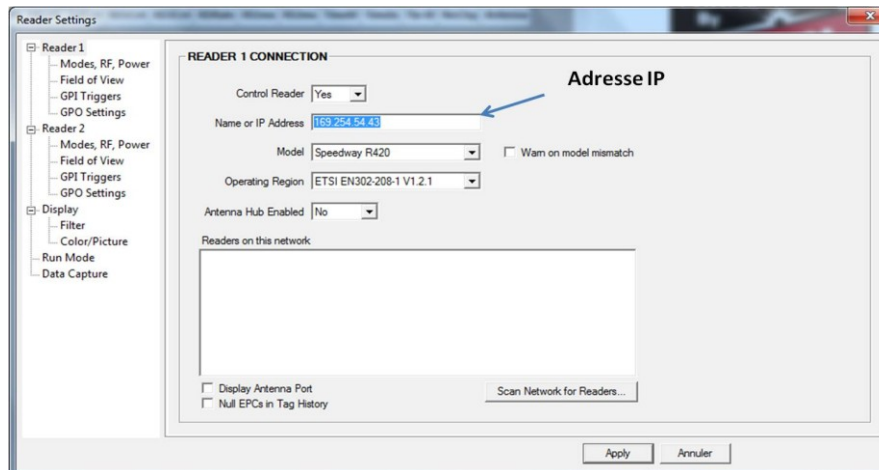
Paramétrer selon la liaison le canal de communication lecteur-PC :

-RS-232 : débit, numéro de port, bit d'erreur etc....

-Ethernet : Configurer l'adresse IP du PC à un même sous réseau que celui du lecteur. En général, on garde les trois premiers octets de l'adresse IP du lecteur et on modifie le quatrième (le dernier à droite) pour un protocole IPv4.

4- Relier le lecteur au PC par le câble adéquat

5-Pour l'application « multi reader », il suffit de rentrer l'adresse IP dans la case appropriées pour établir la connexion et commencer la lecture RFID



Pour l'application « Speedway Connect », la connexion s'établit via un script décrit dans l'annexe B.

Annexe B : programme de contrôle du banc de mesure

Ouverture du canal RS-232

```
%clear all;
%close all;
%clc;

% To construct a serial port object:
s1 = serial('COM1','BaudRate',
9600,'DataBits',7,'StopBits',2,'Parity','even','FlowControl','software','te
rminator','cr');

% To connect the serial port object to the serial port:
out1=INSTRFIND('type','serial','Port','COM1','status','open');
if(isempty(out1)==0)
    fclose(out1(1));
end;
fopen(s1);
```

Préparation de la table de positionnement

```
%% initialisation
connect
s1_1='RUN MOTION' ; %% s doit lire la chaine de caractere " RUN MOTION"
fprintf(s1, s1_1);
idn=fscanf(s1);%version

s1_2='VR(111)=1';
fprintf(s1, s1_2);
idn=fscanf(s1);%version
%% positionnement a la reference d antenne
pause
s1_3=[ 'VR(100)= ' num2str(X0) ] ;
fprintf(s1, s1_3);
idn=fscanf(s1);%version

s2=[ 'VR(101)= ' num2str(Y0) ] ;
fprintf(s1, s2);
idn=fscanf(s1);%version

s3=[ 'VR(102)= ' num2str(Z0) ] ;
fprintf(s1, s3);
idn=fscanf(s1);%version

s4=[ 'VR(107)= ' num2str(V)];%% V vitesse de mouvement
fprintf(s1, s4);
idn=fscanf(s1);%version

s5='VR(111)=2';
fprintf(s1, s5);
idn=fscanf(s1);%version
```

Connexion avec le lecteur RFID

```
import java.io.BufferedReader;
import java.io.InputStreamReader;
import java.net.Socket;
%% donnees du lecteur
IP='169.254.54.43';%% adresse IP du lecteur
Port_number=14150; %% numero du port
```

```

Reader_name='SpeedwayR-10-7B-73';%% nom du lecteur (Speedway-)+ dernier 3
octet de son adresse MAC
%% initiation d'une lecture RFID
f=tcp_reader.SpeedwayConnectClient;
f.main(Reader_name);
s=java.net.Socket(IP,Port_number);%% connection du socket
x2=s.getInputStream();
x1=java.io.InputStreamReader(x2);
br2= java.io.BufferedReader(x1);%% acces au buffer du lecteur
%% recuperation des EPC des tags lus par le lecteur
% line=br2.readLine()
tre=1
IDtag='0000000000000000022372396';
while (true)
line=br2.readLine();
tre=tre+1;
end

```

Corps principal du programme de contrôle automatique de l'ensemble du banc de mesure

```

%% generation des points de cartographie
Yt=-240:20:240;Xt=-180:30:180;Z=0:-10:-200;k=1;R1=[];V=50;
for i=1:numel(Xt)
    for j=1:numel(Yt)
        result=0;k0=1;k=0;
while ((result==0)&&(k<numel(Z)))

    k=k+1;
    P=[Xt(i) Yt(j) Z(k)];
    carto(P,V) %% fonction qui gère le déplacement du tag sur la table
    pause(8)
    result=tag_EPC();%% tag_EPC fonction qui gère la lecture à partir du
lecteur impinj
    ['tour' '' num2str(k)]
end
    R=[Xt(i) Yt(j) Z(k)+290];
    R1=[R1;R];

    end
    ['passage' '' num2str(j) num2str(i)]
end
connect
s='VR(111)=0';
fprintf(s1, s);
idn=fscanf(s1)%version
s='VR(112)=1';
fprintf(s1, s);
idn=fscanf(s1)%version

```

Liste des publications

Revues internationales avec comité de lecture

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, "Segmented Solenoid Coil Reader Antenna for UHF RFID Near-Field applications" TAP 2015(soumis)

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, "New Near Field Modular Antenna Concept with Configurable Reading Area (soumis)"

Conférences internationales avec comité de sélection et actes

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, "Antenna Design Method for UHF RFID near field Applications", IEEE RFID 2013 (Poster)

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, "Near Field antenna integrated into clothing, IEEE International Conference RFID TA 2014"

M. Daiki, H. Chaabane, E. Perret, S. Tedjini, T. Aguilu, "RFID Chip Impedance Measurement for UHF Tag Design", Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS'11), Mars 2011, pp.679

H. Chaabane, E. Perret, M. Daiki, S. Tedjini, J.-C. Bolomey, "RFID tag design approach based on chip multi states impedance," Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific, vol., no., pp.1466, 1469, 5-8 Dec. 2011

Conférences nationales avec comité de sélection et actes

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, « Antenne Solénoïde segmentée pour des applications RFID UHF champ proche », 19èmes Journées Nationales Microondes 3-4-5 Juin 2015 – Bordeaux (soumis)

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, "Conception d'antenne pour lecteur RFID UHF champ proche intégrable aux vêtements", URSI 2014

M. Daiki, E. Perret, S. Tedjini, " Approche de conception d'antennes pour la RFID UHF passive en champ proche", 18èmes Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2013- PARIS

Contribution au développement des antennes lecteur champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs

Mot clés : RFID UHF, Zone de champ proche, Antennes de lecteur, Champ magnétique, Boucle segmentée

Résumé :

La RFID est une technologie majeure qui connaît depuis plus d'une dizaine d'années un essor considérable en termes d'applications. Cependant son déploiement à grande échelle reste limité par plusieurs verrous techniques et technologiques parmi lesquels la portée de lecture des tags et leur forte sensibilité à l'environnement de l'application. Le travail engagé dans cette thèse vise le développement des nouvelles antennes lecteurs pour systèmes RFID UHF champ proche. Ce type de système exploite la bande UHF de la RFID en zone de champ proche pour la traçabilité des cibles de taille miniature sur une zone proche du lecteur avec une portée limitée. Les tags se trouvant au delà de cette portée ne doivent pas être détectés par le lecteur. L'objectif dans ce travail est d'apporter des solutions au niveau des antennes lecteurs également celles du tag pour assurer une détection des tags sur une zone confinée de l'espace. Actuellement, moyennant en mesure d'assurer une zone de lecture limitée (20 à 35 cm) qui s'étend sur une dizaine de centimètres de côté l'utilisation d'un tag sous forme de boucle (1*1 cm²), il est possible de lire ce dernier en contact, c'est à dire dans la zone 0 – 10 cm. Il fallait donc pouvoir assurer une lecture fiable (de type couplage EM) pour une portée s'étendant d'une dizaine de centimètres. Les antennes lecteurs champ proche développées dans ce travail sont en mesure d'assurer une zone de lecture limitée (20 à 35 cm) qui s'étend sur une dizaine de centimètres de côté

Contribution to the development of near-field reader antennas for passive UHF RFID systems

Key words: RFID UHF, Near Field zone, Reader antenna Magnetic Field, Segmented loop

Abstract:

RFID is one of the most popular technologies in this decade. However, its deployment at a high scale is limited by several technical and technological limitations such as the read range of tags and their sensitivity to the application's environment. In this thesis we focus on the development of new reader antennas for Near Field UHF RFID systems. This type of system uses the UHF RFID band in near field zone for the traceability of miniature size targets on an area near the reader within a limited zone. Tags being outside this zone should not be detected by the reader. One of the objectives of this thesis is to provide solutions in terms of readers and tag antennas to ensure detection tags on a confined area of space. Actually, we can read loop RFID tag (1*1 cm²) in contact (read range 0-10 cm). So we have to be able to ensure a good reading of tag (EM coupling) in a range up to few tens of centimeters. Near field reader antenna developed in this thesis work, has a limited range between 20 and 35 cm with a large reading zone.