

THESE DE DOCTORAT

UNIVERSITE DE LILLE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR

Spécialité : Automatique

Présenté et soutenu publiquement par

Baptiste Garnier

Développement de structures textiles communiquant en champs proches (NFC) pour le transfert d'énergie et de données autour du corps humain

Ecole doctorale : Lille – Science Pour l'Ingénieur (EDSPI)

Laboratoire de recherche : GEMTEX – Génie des Matériaux Textiles

Soutenu le 25 juin 2021 devant la Commission d'Examen :

Prof. Thierry DJENIZIAN, FEL, Ecole des Mines de Saint Etienne

Prof. Aziz BENLARBI-DELAÏ, Sorbonne Université

Dr. Corinne FARACE, Déléguée Générale, TechTerra

Prof. Vladan KONCAR, Gemtex, ENSAIT

Dr. Cedric COCHRANE, Gemtex, ENSAIT

Dr. François RAULT, Gemtex, ENSAIT

Dr. Philippe MARIAGE, IEMN, Université de Lille

Dr. Ludovic BURGNIES, IEMN, Université du Littoral-Côte d'Opale

Rapporteur, Président

Rapporteur

Examinatrice

Directeur de thèse

Co-directeur de thèse

Examineur

Invité

Invité

Remerciements

Je souhaite tout d'abord adresser mes remerciements à l'Agence Nationale de la Recherche pour le financement du projet ANR CONTEXT, dont ce doctorat fait partie.

J'adresse ensuite mes remerciements aux Professeur Thierry DJENIZIAN (FEL – Ecole des Mines de Saint Etienne) et au Professeur Aziz BENLARBI-DELAÏ (Sorbonne Université) pour avoir acceptés d'être les rapporteurs de ce manuscrit ; et à Madame Corinne FARACE (Déléguée Générale – Techtera) pour avoir acceptée d'être examinatrice lors de la soutenance de cette thèse de doctorat.

Ensuite, je souhaite remercier mes encadrants Vladan KONCAR, Cédric COCHRANE et François RAULT pour leurs suivis sans faille et leurs conseils avisés, sans qui tout cela n'aurait pas été possible.

Je souhaite également remercier particulièrement Philippe MARIAGE pour l'ensemble de sa contribution à cette thèse et pour les nombreuses connaissances sur la télécommunication et la RFID qu'il a pris le temps de m'enseigner.

J'adresse également mes remerciements à Ludovic BURGNIES, coordinateur du projet ANR CONTEXT et à tous les autres membres, grâce à qui une émulation multidisciplinaire a pu naître entre les différents laboratoires partenaires (LEAT, IEMN), durant ces trois dernières années.

Je remercie Xianyi ZENG et Ludovic KOEHL, directeurs successifs du GEMTEX, le laboratoire qui m'a accueilli durant ces 3 années ; François DASSONVILLE technicien au GEMTEX pour son aide précieuse dans la confection de mes centaines de prototypes. Je remercie aussi Lamine KONE, responsable de la plateforme CEM de l'Université de Lille, dans laquelle bon nombre de caractérisations ont été effectuées, pour ces conseils.

Je souhaite remercier mes colocataires et amis Ophélie CARVALHO, Louis FRESEL et Paul DEWASCH, qui m'ont supporté toutes ces années et entraîné dans bon nombre de traquenards ; mais également tous les Copains (dont la liste serait trop longue ici) avec qui j'ai passé des heures à rire et à refaire le monde.

Enfin, je remercie Marie MELCORE qui, par sa tendresse et son amour, rend simplement ma vie plus belle.

Sommaire

Liste des abréviations.....	13
Introduction.....	14
1 Les e-textiles et la transmission d'énergie et de données sans fil.....	20
1.1 Les e-textiles dans l'habillement.....	20
1.1.1 Définitions.....	20
1.1.2 Les textiles intelligents.....	21
1.1.3 Les e-textiles.....	21
1.1.4 Les vêtements connectés.....	21
1.1.5 Les matériaux textiles conducteurs.....	23
1.1.6 Phénomènes électriques s'opposant au passage d'un courant alternatif.....	29
1.1.7 Le recyclage des e-textiles.....	29
1.1.8 Les réglementations associées aux e-textiles.....	29
1.1.9 La connectique dans les e-textiles.....	30
1.1.10 Conclusion.....	33
1.2 La transmission d'énergie et de données sans fil.....	33
1.2.1 L'induction électromagnétique.....	33
1.2.2 L'identification radio fréquence (RFID).....	35
1.3 Les antennes textiles.....	37
1.3.1 Les antennes filaires.....	37
1.3.2 Les antennes planaires.....	38
1.3.3 Les antennes boucles.....	41
1.3.4 Caractéristique diélectrique des substrats textiles.....	43
1.3.5 Influence du corps humain sur le comportement électromagnétique des antennes...	44
1.3.6 Conclusion.....	44
1.4 Les systèmes de transmission sans fil textiles.....	45
1.4.1 La RFID textile.....	45
1.4.2 Les e-textiles dans la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale).....	46
1.4.3 Les textiles NFC (Near Field Communication).....	49
1.4.4 Les métamatériaux.....	51
1.4.5 Les relais électromagnétiques.....	51
1.4.6 Durabilité et fiabilité des systèmes de transmission sans fil textiles.....	52
2 Matériaux et méthodes.....	56
2.1 Matériaux.....	56

2.1.1	Fils textiles conducteurs	56
2.1.2	Substrat textile	56
2.1.3	Modules électroniques.....	57
2.2	Mise en œuvre	59
2.2.1	Procédés.....	59
2.3	Conception.....	61
2.3.1	Logiciels de conception.....	62
2.3.2	Conception des modules électriques textiles	62
2.4	Caractérisations et tests	69
2.4.1	Matériels utilisés pour les caractérisations	70
2.4.2	Mesure de la résistance électrique des fils – Keythley	75
2.4.3	Microscope Optique et géométrie des fils textiles conducteurs	76
2.4.4	Mesure de l'impédance – Impédancemètre	77
2.4.5	Fréquence de résonance.....	79
2.4.6	Facteur de qualité	79
2.4.7	Mesure des paramètres de répartition (S) – Analyseur de réseaux vectoriels	80
2.4.8	Cartographie des champs électromagnétiques – ScanPhone®	82
2.5	Conclusion.....	83
3	Conception et études des antennes NFC textiles	87
3.1	Conception d'éléments résistifs textiles	87
3.1.1	Caractérisation des fils textiles conducteurs.....	87
3.1.2	Résultats expérimentaux.....	87
3.1.3	Conception et caractérisation d'une ligne de courant textile.....	88
3.2	Conception d'éléments inductifs textiles.....	91
3.2.1	Influence du rayon des spires	92
3.2.2	Influence du nombre de spires.....	92
3.2.3	Modèle expérimental de l'évolution de l'inductance	93
3.3	Conception d'élément capacitifs textiles.....	94
3.3.1	Influence de l'écartement entre deux lignes de courant sur la capacité.....	95
3.3.2	Influence de la longueur des lignes de courant sur la capacité.....	96
3.4	Conception et étude des antennes NFC textiles.....	97
3.4.1	Étude théorique.....	97
3.4.2	Simulation du comportement électrique des antennes NFC textile.....	99
3.4.3	Caractéristiques électriques expérimentales des antennes NFC textiles	100
3.4.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les antennes NFC textile..	103
3.5	Preuves de concept	109

3.6	Adaptation géométrique des antennes NFC textiles	110
3.7	Influence du lavage sur les antennes NFC textiles	112
3.7.1	Influence du cycle « express ».....	112
3.7.2	Influence du cycle « soie »	115
3.8	Conclusion.....	117
4	Conception et études des relais NFC textiles	123
4.1	Les relais NFC textiles avec soudure	123
4.1.1	Etudes théoriques des relais NFC textiles	123
4.1.2	Simulation des relais NFC textile.....	134
4.1.3	Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles avec soudure .	139
4.1.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles avec soudure.....	139
4.2	Les relais NFC textiles sans soudure.....	144
4.2.1	Etude théorique des relais NFC textiles sans soudure.....	144
4.2.2	Simulation des relais NFC textiles sans soudure.....	147
4.2.3	Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles sans soudure .	148
4.2.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles sans soudure.....	151
4.3	Conclusion.....	161
	Conclusion générale.....	164
	Références.....	168

Table des illustrations :

Figure 0-1.1.1-1. Présentation et rôles des partenaires du projet ANR CONTEXT	14
Figure 0-1.1.1-2. (a) Mobile communication antennas et (b) NFC Communication for contactless payment	15
Figure 1.1.1-1. Diagramme de l'ensemble des applications des technologies portables et de leurs composants [2]	20
Figure 1.1.4-1. Schéma de l'intersection des technologies portables et des textiles intelligents [6]....	22
Figure 1.1.4-2. Schéma des différents blocs présents dans la technologie portable dans le cas d'un vêtement d'après L. Rambašek [7].....	22
Figure 1.1.4-3. Photographies d'un diffuseur textile lumineux composé de fibres optiques [14] (a) et Photo du short avec électrodes textiles intégrées, fils et point de fixation du module électronique [12] (b)	23
Figure 1.1.5-1. Illustration de l'électrode composite hydrogel en forme de bobine en tant qu'antenne portable pour la communication sans fil et son image (encart) lorsqu'elle est fixée sur la peau [19] ...	24
Figure 1.1.5-2. Ligne d'extrusion (a) et système d'étirage (b) à l'échelle pilote utilisés pour produire des fils PA6 modifiés au graphène [21]	25
Figure 1.1.5-3. Processus de fabrication de fil retors conducteur composé de filaments de cuivre et polymère (a), et son schéma en coupe transversale (b) [28]	27
Figure 1.1.5-4. Photographie de dépôt de fil conducteur par broderie et schéma de la structure [29]	28
Figure 1.1.9-1. Schéma d'une interconnexion à ajustement forcé avant l'assemblage (a) et après l'assemblage (b) et une photo d'un prototype d'un circuit imprimé FR4 et fil conducteur intégré au tissu (c) [42].....	31
Figure 1.1.9-2. SWEET Sock ElectronicUnit: (a) unité électronique interne; (b) vue extérieure de l'unité complète [43].....	31
Figure 1.1.9-3. (a) Enlèvement de revêtement sur les fils de cuivre aux intersections définies par machine laser, (b) Coupure de certains fils pour éviter les courts-circuits avec le reste du routage, (c) Interconnexion des sections de fil recouvertes par une goutte d'adhésif conducteur et (d) Ajout d'une protection mécanique et électrique à l'interconnexion avec de la résine époxy [44].....	32
Figure 1.1.9-4. (a) Connection par soudure entre un tissu et un PCB et (b) connexion par soudure encapsulée dans de l'époxy [46].....	32
Figure 1.1.9-5. Module électronique flexible connecté avec du fil conducteur par broderie [47]	33
Figure 1.2.1-1. Schéma d'un champ magnétique induit par le passage d'un courant dans un circuit électrique	34
Figure 1.2.1-2. Schéma électrique d'un circuit RLC série.....	34
Figure 1.2.2-1. Exemple d'antennes aux topologies différentes permettant de communiquer dans la bande ISM [54], [55]	36
Figure 1.3.1-1. (a) Schéma de l'antenne filaire sur un substrat polyester - coton et (b) une photo de l'antenne [65]	38
Figure 1.3.2-1. Schéma de la structure d'une antenne patch avec un plan de masse	38
Figure 1.3.2-2. Photographie microscopique d'une surface brodée avec un fil conducteur [66]	39
Figure 1.3.2-3. Schéma de la structure textile servant de support à l'antenne patch sans (a) et avec (b) couche d'interface. Photo microscopique en coupe de la structure avec la couche servant d'interface [67]	40
Figure 1.3.2-4. (a) Illustration de neuf cellules unitaires dans un tableau 3x3 et (b) une photographie du prototype [68].....	40
Figure 1.3.3-1. Photographies des bobines résonnantes en fil conducteur brodé sur tissu polyester non tissé (a) et lors de son utilisation (b) [72]	42

Figure 1.3.3-2. Exemple de géométrie d'antennes spirale. (a) Circulaire, (b) carré et (c) octogonale .	42
Figure 1.3.3-3. (a) Prototype d'antennes flexibles imprimées [74]. (b) Comparaison entre des prototypes d'antennes textiles brodées et une antenne classique sur FR4 [75].	43
Figure 1.4.1-1. Photographie du prototype de « vêtement interactif » [79]	45
Figure 1.4.2-1. Schéma de l'intégration d'une antenne au sein d'une tenue de protection destinée aux pompiers [81]	46
Figure 1.4.2-2. (a) Schéma et (b) photographies de l'antenne multicouche développée par Yimdjo Poffelie <i>et al.</i> [82].	47
Figure 1.4.2-3. (a) Schéma du prototype d'antennes et (b) sa photographie [83]	48
Figure 1.4.2-4. Schéma de la structure développée par Locher <i>et al.</i> [84]	48
Figure 1.4.3-1. (a) Schéma de fonctionnement du système de transmission sans fil et (b) photo des prototypes d'antennes [88]	49
Figure 1.4.3-2. Prototypes de bobines textiles brodées [89].	50
Figure 1.4.3-3. Prototype de tee-shirt connecté créant un réseau de communication sans fil autour du corps [90].	51
Figure 1.4.4-1. Prototypes de métamatériaux résonateurs à anneaux fendus (a) sur un substrat en feutre et (b) sur un substrat en coton [92]	51
Figure 1.4.5-1. (a) Liaison inductive à 4 bobines et (b) sa modélisation [93]	52
Figure 1.4.6-1. Photographies d'une antenne patch microruban extensible composée d'un conducteur flexible AgNW / PDMS: (a) détendu, (b) plié, (c) tordu et (d) enroulé [94].	53
Figure 2.1.3-1. (a) Condensateur et (b) Diode électroluminescente	57
Figure 2.1.3-2. Carte X-Nucleo-NFC04A1	58
Figure 2.1.3-3. Carte Arduino UNO	58
Figure 2.2.1-1. Principe de fonctionnement schématisé d'une brodeuse textile	60
Figure 2.2.1-2 – (a) Brodeuse textile ZSK et (b) son bloc "aiguilles + canette"	60
Figure 2.3.2-1 - Schéma d'une bobine boucle plane à une spire.	63
Figure 2.3.2-2. Prototype de bobine circulaire plane textiles de 8 spires et de 40 mm de rayon extérieur	64
Figure 2.3.2-3. (a) Schéma de la géométrie de l'antenne NFC textile (a) sans et (b) avec ligne de transmission	66
Figure 2.3.2-4. Prototypes d'antennes NFC textiles (a) sans et (b) avec ligne de transmission	66
Figure 2.3.2-5. Schéma des prototypes de relais NFC textile composés de (a) deux et (b) trois antennes de 40 mm de rayon extérieur, de 6 spires et d'une ligne de transmission de 200 mm	67
Figure 2.3.2-6. Prototype de relais NFC textiles à (a) 3 et (b) 2 antennes.	68
Figure 2.3.2-7. (a) Schéma du relais NFC textiles intégrale à deux antennes avec (b) un zoom sur la capacité d'ouverture	69
Figure 2.3.2-8 Prototype de relais NFC textile intégrale composé de deux antennes, de 6 spires de rayon extérieur de 40 mm, d'une ligne de transmission de 200 mm et d'une longueur de capacité d'ouverture de 30 mm	69
Figure 2.4.1-1. (a) Pince « crocodile ». (b) Pinces grippe fil et (c) un zoom sur le système d'accroche	71
Figure 2.4.1-2. (a) Schéma d'un câble coaxial. (b) Une sortie SMA et (c) une sortie BNC	72
Figure 2.4.1-3. Adaptateurs (a) SMA mâle/BNC femelle, (b) SMA femelle/BNC mâle et (c) BNC femelle/pinces crocodiles	72
Figure 2.4.1-4. Schéma d'une bobine boucle plane à une spire possédant des pastilles de connexion	73
Figure 2.4.1-5. Connecteur SMA soudé à une antenne boucle à une spire et à un condensateur.	74

Figure 2.4.1-6. (a) Antenne d'alimentation à une spire accordée à 13,56 MHz, (b) antenne sonde à 8 spires non accordée à 13,56 MHz et (c) une antenne de calibration à une spire non accordée à 13,56 MHz	75
Figure 2.4.2-1. Schéma de principe de fonctionnement de la mesure 4 points	76
Figure 2.4.2-2. Système permettant de mesurer la résistance d'un fil textile avec la méthode 4 points	76
Figure 2.4.3-1. (a) Microscope optique et (b) son système de caméra.	77
Figure 2.4.4-1. (a) Schéma et (b) photo du montage expérimental	78
Figure 2.4.6-1. Exemple de lecture graphique du facteur de qualité à partir de la mesure de la partie réelle de l'impédance.	80
Figure 2.4.7-1. Montage expérimental de la mesure du paramètre S_{21} d'un relais NFC textile à deux antennes par un analyseur de réseaux vectoriels	81
Figure 2.4.7-2. Schéma du positionnement des différentes antennes au sein d'un relais NFC textile à trois antennes	82
Figure 2.4.8-1. (a) Photo du ScanPhone® et (b) du capteur adapté à 13,56 MHz. (c) Représentation schématique du fonctionnement de l'appareil [98]	83
Figure 3.1.2-1. Image microscopique longitudinale du fil textile conducteur Silvertex®	88
Figure 3.1.2-2. Image microscopique longitudinale du fil textile conducteur Shieldex	88
Figure 3.1.2-3. Image longitudinale du fil textile conducteur Datatrans® sans sa gaine de protection diélectrique et la mesure des diamètres des filaments de cuivre	89
Figure 3.1.3-1. Représentation schématique de la ligne de courant pour (a) un fil et (b) trois fils	91
Figure 3.1.3-2. Évolution théorique et expérimentale de la résistance linéique de ligne de courant en fonction du nombre de fils qui la composent	92
Figure 3.2.1-1. Évolution de l'inductance d'une bobine textile et selon le modèle de Wheeler à une spire en fonction de son rayon extérieur, et le schéma de la bobine étudiée [97]	94
Figure 3.2.2-1. Évolution de l'inductance d'une bobine textile et selon le modèle de Wheeler, de rayon extérieur 40 mm, en fonction de son nombre de spires N_b , et le schéma de la bobine étudiée [97]	95
Figure 3.2.3-1. Comparaison entre la configuration d'une mesure de capacité électrique en matériaux textiles (à droite) et la configuration réelle des lignes de courant (à gauche)	96
Figure 3.3.1-1. Évolution de la capacité électrique entre deux lignes de courant et de la capacité corrigée ($C' = C - CSMA$), de 100 mm, à 13,56 MHz, en fonction de la distance qui les séparent	97
Figure 3.3.2-1. Évolution de la capacité électrique entre deux lignes de courant et de la capacité corrigée ($C' = C - CSMA$), écartées de 0,75 mm, à 13,56 MHz, en fonction de leurs longueurs	98
Figure 3.4.1-1. Schéma électrique des antennes NFC textiles	99
Figure 3.4.2-1. Simulation de la réponse en dB des antennes à 12 spires résonant à 13,56 MHz avec une résistance globale de 4,83 Ω et 483 Ω	102
Figure 3.4.3-1. Schéma électrique d'une antenne NFC textile connecté à un SMA et sa simplification	103
Figure 3.4.3-2. Evolution fréquentielle des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'une antenne NFC textile sans ligne de transmission à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre deux lignes de courant	103
Figure 3.4.3-3. Evolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'une antenne NFC textile sans ligne de transmission à 6 spires, avec une ligne de transmission de 20 mm, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre les lignes de courant	105
Figure 3.4.4-1. Evolution du paramètre S_{11} pour une antenne à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre ses lignes de courant et sans ligne de transmission	107

Figure 3.4.4-2. Evolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour une antenne à 6 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre ses lignes de courant et avec une ligne de transmission de 200mm.....	107
Figure 3.4.4-3. Evolution fréquentielle du paramètre S_{11} (en dB) des antennes à 12 et à 6 spires ...	108
Figure 3.4.4-4. Cartographie en réalité augmentée des antennes NFC textiles à (a) 12 spires sans ligne de transmission et à (b) 6 spires avec une ligne de transmission de 200 mm.....	109
Figure 3.4.4-5. Surface 3D de la tension induite mesurée par le Scanphone® pour les antennes NFC textiles à (a) 12 spires sans ligne de transmission et à (b) 6 spires avec une ligne de transmission de 200 mm.....	110
Figure 3.5.1-1. Preuve de concept du transfert d'énergie en entre un smartphone et une antenne à 6 spires, de 40 mm de rayon et de 0,75 mm d'écartement entre les lignes de courant avec une ligne de transmission de 200 mm connectée à une DEL. A gauche, le prototype sans le smartphone avec le logo « ENSAIT » matérialise la zone où le placer : la DEL est éteinte. A droite, le prototype avec le téléphone portable avec le mode NFC activé est placé sur l'antenne : la DEL est allumée.	111
Figure 3.5.2-2. Montage expérimental de la preuve de concept du transfert de données au travers des antennes NFC textiles à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre deux lignes de courant.....	112
Figure 3.6.1-1. Evolution des fréquences de résonance des antennes NFC textile à 6 et 7 spires en fonction de la longueur de leurs lignes de transmission.....	113
Figure 3.6.1-2. Simulation LTspice présentant le courant parcourant la bobine d'une antennes NFC textile à 7 spires, de rayon extérieur de 40 mm et avec une ligne de transmission de 220 mm	114
Figure 3.7.1-1. Evolution de la fréquence de résonance des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »	116
Figure 3.7.1-2. Evolution du facteur de qualité des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »	116
Figure 3.7.2-1. Evolution de la fréquence de résonance des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « soie ».....	118
Figure 3.7.2-2. Evolution du facteur de qualité des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »	118
Figure 4.1.1-1. (a) Relais NFC textiles à deux antennes et (b) son schéma électrique à deux antennes lorsqu'il est alimenté par un couplage magnétique de l'une des 2 antennes avec un dispositif générateur équipé d'une antenne classique (non textile).....	124
Figure 4.1.1-2. (a) Principe de la caractérisation et (b) le schéma électrique du nouveau circuit.....	127
Figure 4.1.1-3. (a) Relais NFC textile à trois antennes et (b) son schéma électrique lorsqu'il est alimenté par couplage magnétique.....	129
Figure 4.1.1-4. (a) Schéma de principe et (b) électrique du relais NFC textile à trois antennes, relié à un impédancemètre via un connecteur SMA.....	133
Figure 4.1.2-1. Simulation du courant parcourant les bobines des relais NFC textiles à 2, 3 et 4 antennes, avec soudure lors de leurs alimentations par couplage magnétique.....	135
Figure 4.1.2-2. Modélisation LTspice™ des circuits électriques des relais NFC textiles à (a) 1, (b) 2, (c) 3 et (d) 4 antennes	137
Figure 4.1.2-3. Courant simulé dans la branche de l'impédancemètre en dBA des relais NFC textile en fonction de la fréquence. (a) Courant sans tenir compte du C_{SMA} et (b) avec prise en compte de C_{SMA} ($C' = C - N \cdot C_{SMA}$).....	138
Figure 4.1.4-1. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à deux et trois antennes avec soudure en fonction de la fréquence	140
Figure 4.1.4-2. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textile avec soudure à (a) deux et (b) trois antennes.....	142

Figure 4.1.4-3. Surface 3D de la tension induite par le champ électromagnétique (en dBV) émis par les relais NFC textiles à (a) deux et (b) trois antennes.....	143
Figure 4.1.4-4. (a) Alimentation par un smartphone d'une LED connectée à une antenne NFC textile via un relais à deux antennes. (b) Lecture d'un tag NFC à distance grâce à un relais NFC textile à deux antennes.....	144
Figure 4.2.1-1. (a) Relais NFC textile à deux antennes, sans soudure et (b) son schéma électrique..	144
Figure 4.2.2-1. Modélisation du circuit électrique du relais NFC textile sans soudure à trois antennes, utilisée par LTspice™	147
Figure 4.2.2-2. Résultats des simulations LTspice de la réponse électrique en courant d'une charge présente dans une antenne pour (a) C ouverture = 100 pF, (b) C ouverture = 10 pF, (c) C ouverture = 1 pF et (d) C ouverture = 0,1 pF	148
Figure 4.2.3-1. Evolution des fréquences de résonance des relais NFC textile sans soudure à deux antennes en fonction de la longueur des tronçons de lignes parallèles créant leurs capacités d'ouverture	149
Figure 4.2.3-2. Evolution des fréquences de résonance du relais NFC textile sans soudure à trois antennes sous une mesure entre (a) les antennes 1 et 2 et entre (b) les antennes 1 et 3	150
Figure 4.2.4-1. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à deux antennes sans soudure, selon la longueur d'ouverture, en fonction de la fréquence	151
Figure 4.2.4-2. Pertes engendrées par le relais NFC textile à deux antennes sans soudure en fonction de la longueur d'ouverture L_{co} (en mm) à la première résonance (« F0 maximum 1 »).....	152
Figure 4.2.4-3. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textiles sans soudure, à deux antennes et avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm	153
Figure 4.2.4-4. Surface 3D de la tension induite par le champ électromagnétique (en dBV) émis par les relais NFC textiles à deux antennes sans soudure avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm, à 2 cm de la structure textile.....	154
Figure 4.2.4-5. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à trois antennes sans soudure, (a) des antennes 1 vers 2 et (b) des antennes 1 vers 3, selon la longueur d'ouverture, en fonction de la fréquence.....	157
Figure 4.2.4-6. Pertes engendrées par le relais NFC textile à trois antennes sans soudure, des antennes 1 vers 2 et 1 vers 3, en fonction de la longueur d'ouverture L_{co} à la fréquence de résonance « F0 maximum 1 ».....	158
Figure 4.2.4-7. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textile à trois antennes, sans soudure, avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm....	159
Figure 4.2.4-8. Représentation 3D de l'amplitude, exprimée en dBV, de la tension reçue sur les 50 Ω de l'appareil de mesure détectant le champ magnétique créé par les relais NFC textiles à trois antennes sans soudure avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm, à 2 cm de la structure textile	160

Liste des abréviations

S	m^2	Section de conducteur
n		Nombre fils dans une ligne de courant
σ	S/m	Conductivité
ρ	$\Omega.m$	Résistivité
G	S	Conductance
r	mm	Rayon
d	mm	Distance entre deux lignes de courant
l	mm	Longueur d'une ligne de courant
Nb		Nombre de spires
N		Nombre d'antennes
L_{co}	mm	Longueur d'ouverture
$ Z $	Ω	Impédance
R	Ω	Résistance
L	H	Inductance
C	F	Capacité
Q		Facteur de qualité
f	Hz	Fréquence
ω	Hz	Pulsation
S_{21}		Facteur de transmission
S_{11}		Facteur de réflexion
j		Nombre complexe

Introduction

Les textiles intelligents sont apparus à la fin du XX^{ème} siècle grâce notamment à l'industrie chimique qui permet de fonctionnaliser des fibres pour apporter de nouvelles propriétés aux textiles. Ensuite, la miniaturisation des composants électroniques a rendu possible leurs intégrations au cœur des vêtements. Enfin, certains textiles sont aujourd'hui devenus des circuits électroniques grâce à l'amélioration des procédés de fabrication et à l'intégration de matériaux conducteurs à l'échelle microscopique au sein des fils. Toutes ces avancées ont permis aux vêtements de dépasser leurs rôles initiaux de protection contre l'environnement, en permettant de mesurer les paramètres environnementaux et de les analyser afin de fournir une réponse adaptée ou d'entreprendre des actions adéquates.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans le cadre d'un projet financé par l'Agence Nationale de la Recherche sur les Textiles Connectés pour la communication autour du corps humain, nommé : projet ANR CONTEXT pour « CONected TEXTile for on body-centric communication » (ANR-17-CE24-0013-02). Il consiste à développer et étudier la transmission de données et d'énergie par les matériaux textiles par l'intermédiaire des champs électromagnétiques. Ce projet est piloté par l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN), l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Industries Textiles (ENSAIT) et le Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunication (LEAT), et supervisé par la Direction Générale de l'Armement (DGA). La **Figure 0-1** présente l'ensemble des partenaires du projet ANR CONTEXT et leurs fonctions.

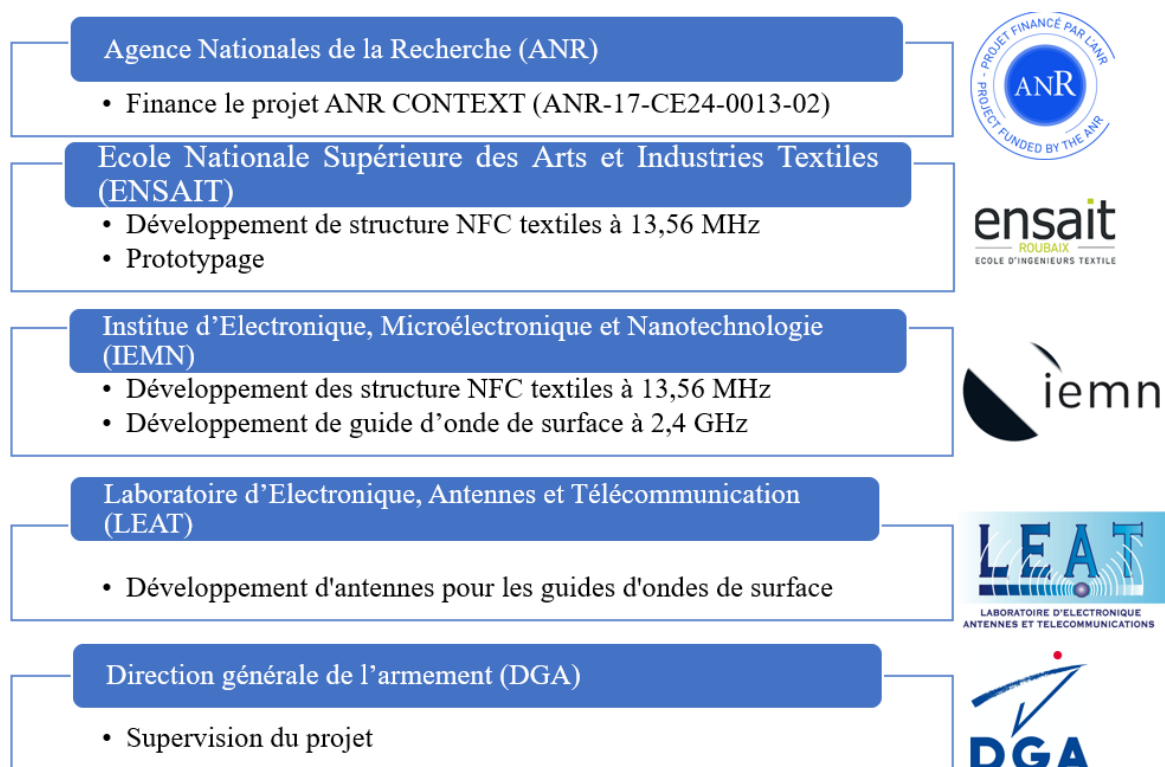


Figure 0-1.1.1-1. Présentation et rôles des partenaires du projet ANR CONTEXT

L'objectif du projet ANR CONTEXT est de développer des matériaux textiles destinés à l'habillement capables de transmettre de l'énergie et des données à des fréquences différentes. Il s'articule autour de deux axes principaux de recherche. Le premier s'oriente sur les technologies fonctionnant à 2,4 GHz à moyennes et longues distances, tandis que le second se focalise sur la communication en champs proches (Near Field Communication, NFC) à 13,56 MHz à courte distance.

La transmission dans la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médical) à 2,4 GHz, et la transmission selon le protocole NFC (Near Field Communication) à 13,56 MHz présentent des différences majeures. Par conséquent, les propriétés de transmission, de propagation, ainsi que la structure de dipôles utilisés sont très différentes et demandent donc des études spécifiques.

L'utilisation de la bande Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM) à 2,4 GHz a pour objectif de créer des guides d'ondes de surfaces à l'aide de métamatériaux textiles afin de transmettre de l'information. De plus, l'onde électromagnétique doit aussi être récupérée et/ou émise, l'objectif est donc également de développer des antennes textiles pouvant émettre et récupérer des ondes électromagnétiques à 2,4 GHz (**Figure Figure 0-1.1.1-2 (a)**).

Dans le cas de la technologie de la NFC, l'objectif est d'abord de développer des antennes textiles permettant de transmettre de l'énergie et de l'information à la fréquence de 13,56 MHz (**Figure Figure 0-1.1.1-2 (b)**). Ces dispositifs devront être réalisés en matériaux textiles, sans ajout de composants électroniques rigides. Aussi, cet axe de recherche vise également à développer des relais électromagnétiques textiles pouvant être utilisés pour créer un réseau autour du corps humain.

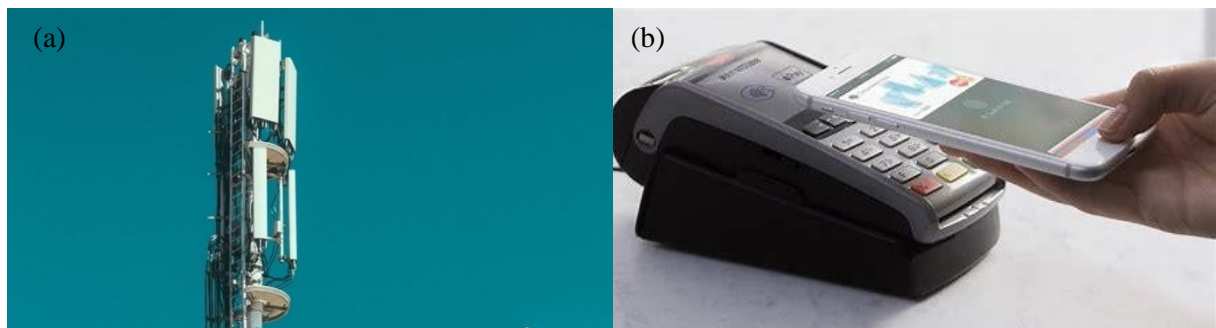


Figure 0-1.1.1-2. (a) Mobile communication antennas et (b) NFC Communication for contactless payment

Plusieurs verrous scientifiques principaux ont été identifiés dans le cadre du projet ANR CONTEXT. Le premier est l'utilisation de matériaux conducteurs textiles présentant des propriétés différentes des matériaux conducteurs classiques, notamment en termes de résistivité électrique. Ensuite, les textiles sont par définition hétérogènes, poreux et présentent des structures complexes en comparaison des matériaux métalliques couramment utilisés dans ce domaine. Cela pose notamment des problèmes dans la réalisation de modélisation. Enfin, la notion de déformabilité des textiles (et donc de confort) et de leurs usages, ainsi que la précision et répétabilité limitées des procédés textiles, en comparaison avec les procédés de microélectronique, entraînent des incertitudes importantes.

Objectifs de la thèse de doctorat

Cette thèse s'inscrit dans la partie se focalisant sur la technologie NFC du projet ANR CONTEXT. Elle a donc pour but d'étudier et de développer des antennes et des systèmes de transmission NFC, grâce à des matériaux et procédés textiles. Les objectifs principaux de l'étude sont de :

- Développer des antennes et de relais NFC textiles, fonctionnant à 13,56 MHz et ne comportant pas de composants électroniques traditionnels ;
- Limiter les connectiques entre les différents composants des antennes ;
- Assurer un transfert d'énergie suffisant et une communication de données stable et fiable ;
- Déterminer l'influence du lavage sur les dispositifs NFC textiles.

Afin d'atteindre ces objectifs une stratégie a été mise en place consistant d'abord à réaliser des éléments électroniques composant une antenne avec des matériaux et procédés textiles. Ensuite, ces éléments ont été assemblés afin de créer des circuits possédant les caractéristiques des antennes NFC (principalement en termes de fréquence de résonance). Puis, les antennes NFC textiles élaborées ont été assemblées afin de concevoir des structures possédant plusieurs éléments rayonnants (bobine), capables de transférer un champ magnétique par de multiples phénomènes d'induction. Enfin, les différentes structures ont été caractérisées à chaque étape afin d'obtenir, par itération, des circuits aux propriétés souhaitées.

Ce manuscrit de thèse contient quatre chapitres. Le Chapitre 1 présente l'état de l'art relatif à la problématique NFC pour les textiles connectés ou bien les e-textiles (textiles électroniques). Dans un premier temps, nous définissons et présentons les e-textiles dans l'habillement au travers de plusieurs définitions, des matériaux textiles qui les composent, des réglementations et enfin des connectiques qu'ils utilisent. Ensuite, nous présentons les principes de transfert d'énergie et de données, sans fil, dans les bandes de fréquences étudiées en abordant l'induction électromagnétique et l'Identification Radio Fréquence (RFID). Puis, nous nous focalisons sur les dispositifs textiles pouvant émettre et/ou recevoir un champ électromagnétique, les caractéristiques des substrats et l'influence du corps humain. Enfin, nous nous intéressons aux systèmes textiles permettant les transferts d'énergie et de données en les traitant en fonction des fréquences de communication (RFID, bande ISM ou technologie NFC), mais également à d'autres dispositifs, tels que les métamatériaux ou les relais électromagnétiques.

Le deuxième Chapitre s'attache à définir et expliquer l'ensemble des matériaux et méthodes utilisés dans cette thèse de doctorat, pour atteindre les objectifs. Tout d'abord, nous détaillons l'ensemble des matériaux utilisés pour réaliser les différents prototypes et échantillons, tels que les fils textiles conducteurs, les substrats et les modules électroniques. Ensuite, le procédé de broderie servant à la réalisation des prototypes et un protocole de lavage des échantillons ont été détaillés. Nous nous sommes également attachés à expliquer le processus complet de la conception des prototypes d'antennes et de relais NFC textiles en explicitant les différents logiciels utilisés, puis en détaillant les étapes de conception des modules électroniques textiles. Enfin, l'ensemble des protocoles et dispositifs de caractérisations a été introduit.

Le Chapitre 3 présente la conception et l'étude des antennes NFC textiles en montrant des résultats théoriques et expérimentaux. Premièrement, la conception des modules électroniques en matériaux textiles, utilisés pour le développement de l'antenne NFC, a été traitée et exposée. Ainsi, les résistances,

les inductances et les capacités purement textiles ont été conçues et réalisées. Puis, l'assemblage de ces modules pour développer des antennes NFC textiles et leurs adaptations en fréquence, en fonction de leurs caractéristiques géométriques a été abordé. Ensuite, des prototypes fonctionnels permettant le transfert d'énergie et de données, jouant le rôle de preuves de concept, sont introduits. Enfin, le Chapitre 3 se concentre aussi sur l'étude de l'influence de différents cycles de lavages sur les caractéristiques de ces antennes textiles.

Le quatrième chapitre est dédié à la conception et à l'étude des relais NFC textiles, d'abord *avec soudures*, grâce à une étude théorique. Puis des simulations numériques sont présentées et enfin des résultats expérimentaux sont donnés, analysés et commentés. Ensuite, les relais NFC textiles *sans soudures* sont introduits et analysés de la même manière.

Les études de ces deux types de prototypes se concentrent sur leurs fréquences de résonance, puis sur leurs émissions de champ électromagnétique, qui ont été mesurées et cartographiées.

Ce rapport de thèse de doctorat se termine par une conclusion générale reprenant et synthétisant les principaux résultats. Elle est suivie d'une présentation des perspectives et des travaux à réaliser dans l'avenir.

Chapitre 1. Etat de l'art

1	Les e-textiles et la transmission d'énergie et de données sans fil.....	20
1.1	Les e-textiles dans l'habillement	20
1.1.1	Définitions	20
1.1.2	Les textiles intelligents	21
1.1.3	Les e-textiles.....	21
1.1.4	Les vêtements connectés	21
1.1.5	Les matériaux textiles conducteurs	23
1.1.6	Phénomènes électriques s'opposant au passage d'un courant alternatif.....	29
1.1.7	Le recyclage des e-textiles.....	29
1.1.8	Les réglementations associées aux e-textiles.....	29
1.1.9	La connectique dans les e-textiles	30
1.1.10	Conclusion.....	33
1.2	La transmission d'énergie et de données sans fil	33
1.2.1	L'induction électromagnétique.....	33
1.2.2	L'identification radio fréquence (RFID)	35
1.3	Les antennes textiles.....	37
1.3.1	Les antennes filaires	37
1.3.2	Les antennes planaires	38
1.3.3	Les antennes boucles	41
1.3.4	Caractéristique diélectrique des substrats textiles	43
1.3.5	Influence du corps humain sur le comportement électromagnétique des antennes ...	44
1.3.6	Conclusion.....	44
1.4	Les systèmes de transmission sans fil textiles	45
1.4.1	La RFID textile.....	45
1.4.2	Les e-textiles dans la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale)	46
1.4.3	Les textiles NFC (Near Field Communication).....	49
1.4.4	Les métamatériaux.....	51
1.4.5	Les relais électromagnétiques.....	51
1.4.6	Durabilité et fiabilité des systèmes de transmission sans fil textiles	52

1 Les e-textiles et la transmission d'énergie et de données sans fil

1.1 Les e-textiles dans l'habillement

1.1.1 Définitions

1.1.1.1 Technologie portable

Les progrès dans le domaine de l'électronique ont permis la miniaturisation de nombreux dispositifs et appareils à tel point que l'on peut parler de technologie portable (qui provient du terme « Wearable electronic »). Il s'agit d'objets comprenant des éléments informatiques ou électroniques pouvant être portés par un utilisateur, afin d'accéder à ces fonctions n'importe où. On peut y intégrer des systèmes tels que des lunettes de réalité augmentée, des lecteurs multimédia (MP3), des montres connectées ou encore des vêtements possédant des fonctionnalités similaires [1]. Ces dispositifs sont généralement composés d'éléments permettant d'analyser, traiter, communiquer et répondre aux signaux extérieurs ou intérieurs. Leurs applications sont nombreuses et touchent tous les équipements liés à l'internet des objets [2], comme le résume la **Figure 1.1.1-1**.

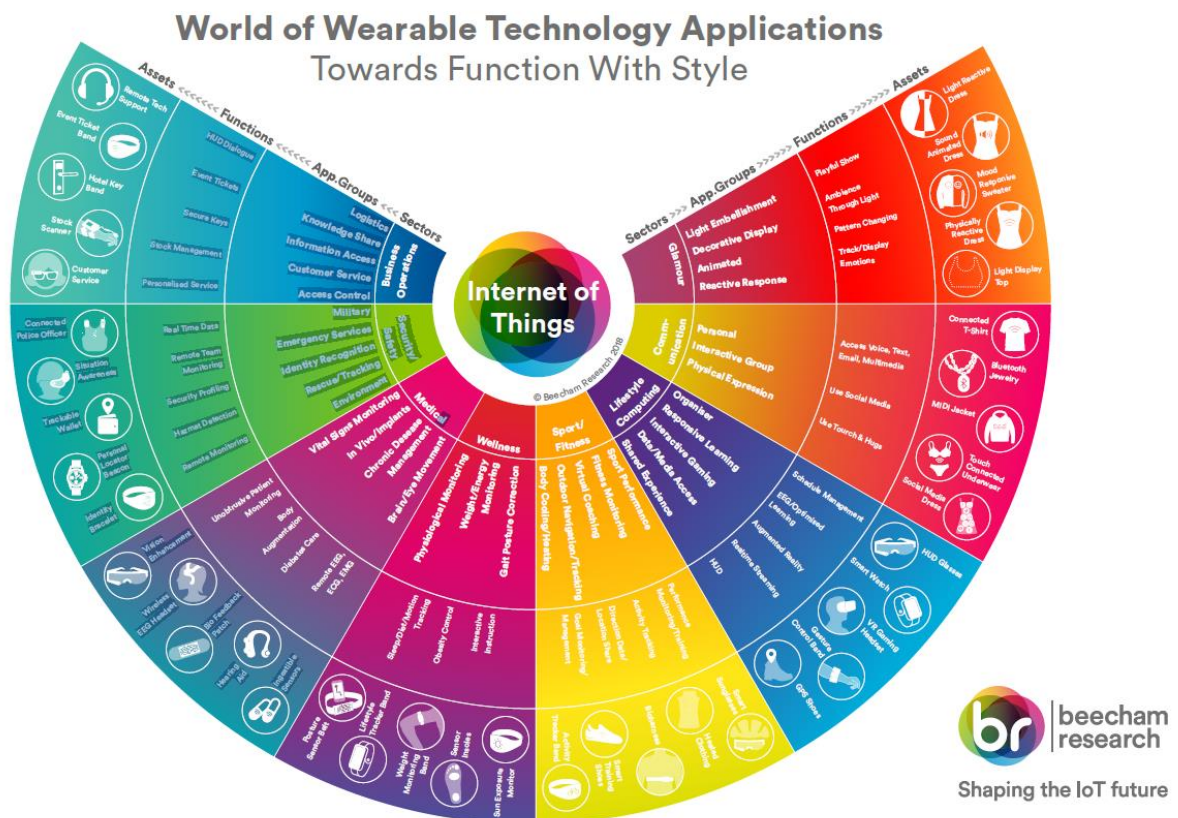


Figure 1.1.1-1. Diagramme de l'ensemble des applications des technologies portables et de leurs composants [2]

1.1.2 Les textiles intelligents

Les textiles intelligents sont des structures textiles capables de mesurer et d'analyser des signaux afin d'y répondre de manière adaptée. De plus, leurs fonctionnements ne nécessitent pas obligatoirement l'utilisation d'électronique, comme l'a montré S. Mondal [3] en étudiant et répertoriant des textiles intégrant des matériaux à changement de phase, permettant une thermorégulation adaptée à la température des étoffes. Aussi, les textiles thermochromes sont capables de répondre à un changement de température par un changement de couleur, sans utilisation de dispositifs électroniques [4].

1.1.3 Les e-textiles

On peut également distinguer dans les textiles intelligents des textiles intégrant des dispositifs électroniques. Ces derniers aussi appelés « e-textiles » sont des structures textiles possédant en permanence des composants électroniques [5]. Par conséquent, les « e-textiles portables » sont définis comme des produits finaux à base de textile possédant des fonctionnalités spécifiques réalisées par des dispositifs électroniques conçus pour être portés sur le corps, avec ou sans composants amovibles [5].

En conséquence, les e-textiles portables peuvent être catégorisés de la classe 1 à 3, selon leurs applications, leurs niveaux d'intégration et leur fiabilité. Subséquemment, la Classe 1 correspond aux produits où l'exigence principale est l'assemblage [5]. La classe 2 comprend les produits nécessitant des performances continues, une durée de vie prolongée et pour lequel un fonctionnement ininterrompu est souhaité, mais pas crucial [5]. Enfin, la classe 3 concerne les vêtements connectés de hautes performances ou utilisés dans des environnements difficiles. Ce sont des produits présentant une durée de vie longue, une fiabilité et des performances élevées, où les interruptions de fonctionnement sont proscrites. De plus, malgré un environnement difficile, le produit doit être en mesure de fonctionner lorsque nécessaire, comme dans des applications médicales de maintien de vie [5]. Les classes 2 et 3 peuvent également inclure les produits à usages uniques.

1.1.4 Les vêtements connectés

Les textiles intelligents et l'électronique portable ne sont pas incompatibles. En effet, un textile intégrant des fonctions d'analyse et de réponse à l'environnement, en utilisant des dispositifs électroniques, peut être classé dans les deux catégories. Alors, une nouvelle classe d'objet peut être définie : Vêtements électroniques ou connectés [6]. Ils peuvent également être définis comme des vêtements intelligents dont les propriétés sont amenées par des dispositifs électroniques intégrés aux textiles sans dénaturer leurs fonctions premières. Schématiquement, les vêtements connectés se trouvent à l'intersection de ces deux catégories, comme le montre la **Figure 1.1.4-1**.

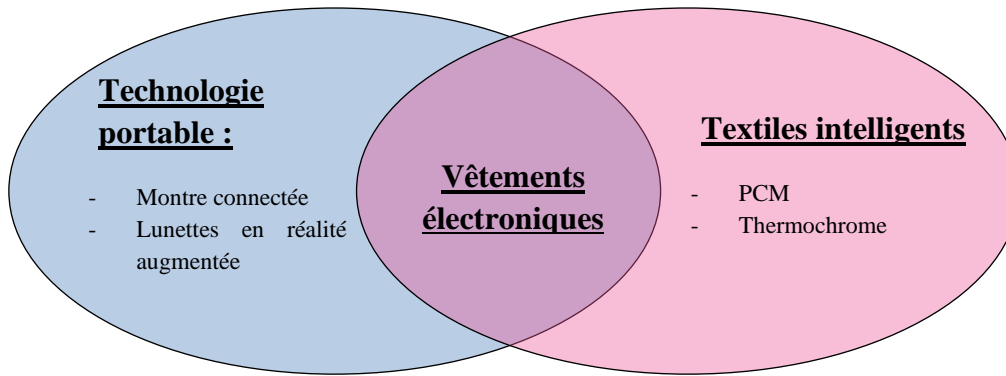


Figure 1.1.4-1. Schéma de l'intersection des technologies portables et des textiles intelligents [6]

Les vêtements connectés peuvent être composés de différents blocs qui apportent des fonctionnalités supplémentaires. De manière schématique, ils sont séparés en 6 groupes : les actionneurs, l'alimentation, les connexions, le traitement de l'information, les capteurs, la communication et la distribution [7]. La **Figure 1.1.4-2** représente le schéma d'un tee-shirt embarquant ces blocs.

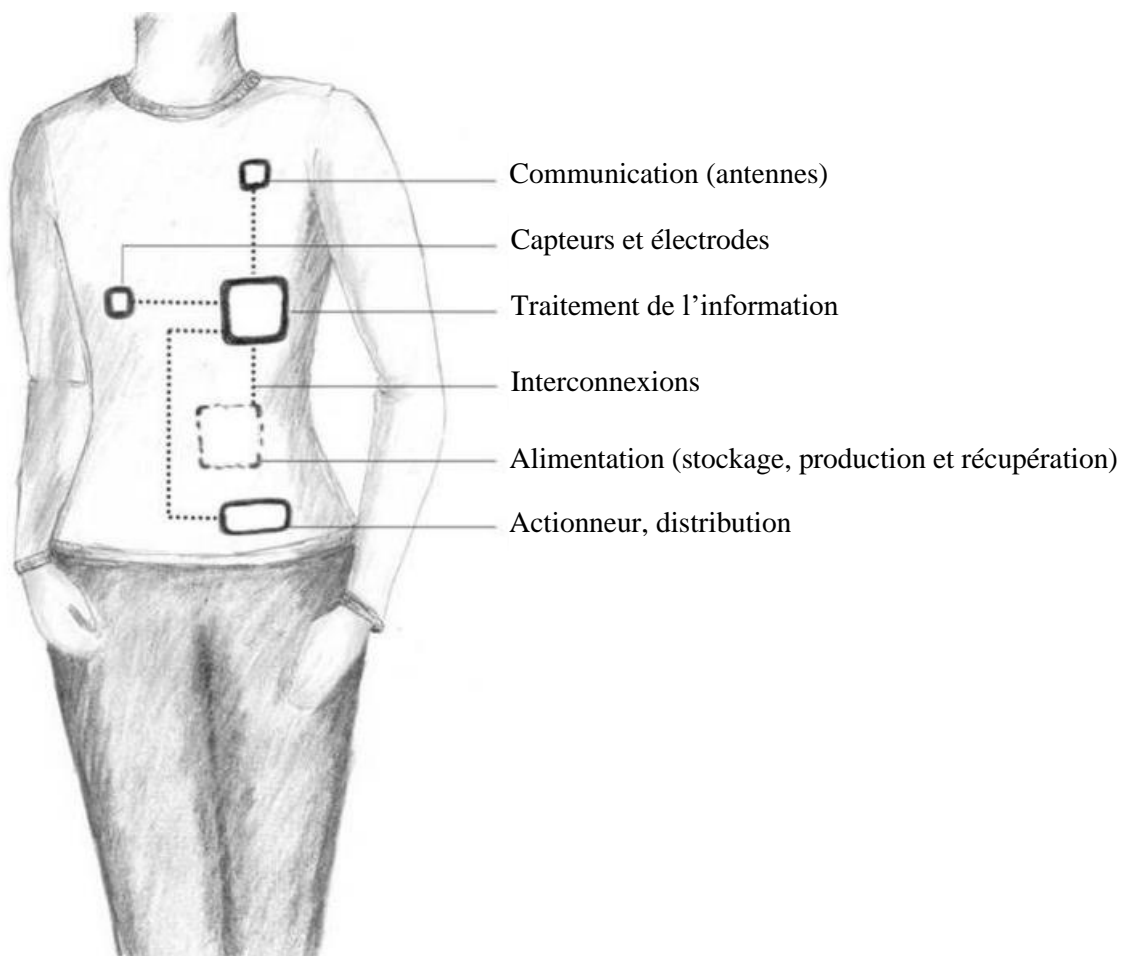


Figure 1.1.4-2. Schéma des différents blocs présents dans la technologie portable dans le cas d'un vêtement d'après L. Rambašek [7]

Ces différents vêtements connectés trouvent leurs applications dans plusieurs domaines distincts. Premièrement, ils peuvent être utilisés dans le domaine médical, par exemple en mesurant en temps réel des fonctions physiologiques [8]. On les trouve également dans les équipements de protection individuelle, car ils permettent de créer des étoffes ayant un effet de barrières électromagnétiques [9], [10]. Ils peuvent également être utilisés pour mesurer des paramètres environnementaux afin d'avertir l'opérateur en cas de danger, par exemple les vêtements de pompier [11]. Ensuite, les vêtements connectés peuvent être utilisés pendant les activités sportives, pour enregistrer des performances et les réponses du corps à l'effort [12], mais aussi pour aider à la récupération, en intégrant par exemple des circuits rafraichissants les muscles [13]. Le monde de mode a aussi commencé à s'emparer des e-textiles. En effet, ils permettent d'aller plus loin dans les créations, notamment en ajoutant des éléments lumineux [14] ou sonores [15]. Certaines de ces applications sont présentées en **Figure 1.1.4-3**.

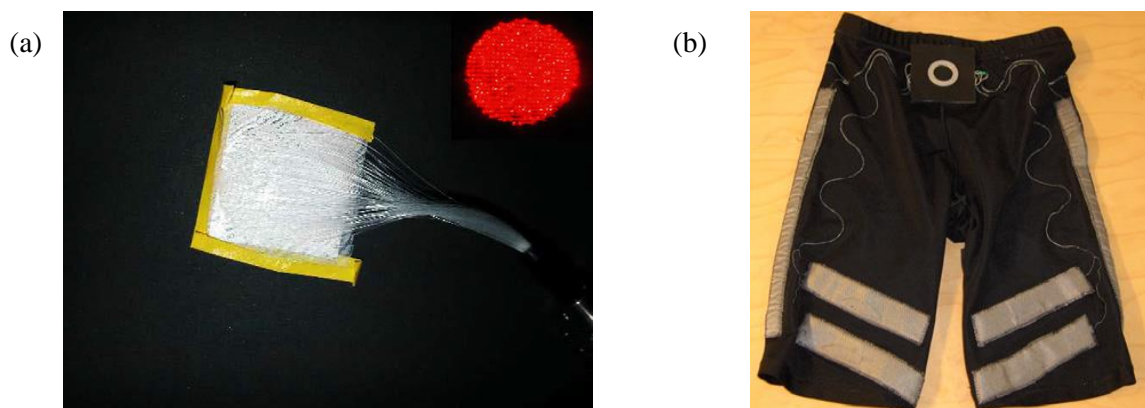


Figure 1.1.4-3. Photographies d'un diffuseur textile lumineux composé de fibres optiques [14] (a) et Photo du short avec électrodes textiles intégrées, fils et point de fixation du module électronique [12] (b)

Les e-textiles sont définis comme apportant des fonctionnalités électriques et/ou électroniques, ils sont donc naturellement composés de matériaux conducteurs.

Les nombreux éléments composant les vêtements connectés peuvent être étudiés indépendamment et c'est dans ce cadre que le projet ANR CONTEXT s'inscrit. En effet, cette thèse se concentre sur les parties d'alimentation, d'interconnexions et de communications intégrées aux vêtements électroniques. Ces sous-systèmes sont cruciaux pour le bon fonctionnement et la fiabilité des vêtements connectés

1.1.5 Les matériaux textiles conducteurs

Les matériaux textiles conducteurs sont par définition des matériaux pouvant transporter un courant électrique, tout en étant utilisables dans les procédés textiles traditionnels. Ils en existent de différentes natures et ils peuvent être élaborés par plusieurs méthodes.

1.1.5.1 Les encres conductrices

Une conductivité électrique peut être apportée aux matériaux textiles par le biais d'encres conductrices. Ce sont des encres contenant des composants conducteurs qui assurent le passage de courant. Les progrès dans les formulations ont permis l'intégration en quantité suffisante de particules conductrices, tout en assurant les propriétés rhéologiques du matériau [16]. En effet, les contraintes exercées par les procédés de teinture ou d'impression nécessitent des solutions aux viscosités et à la résistance à la température particulière afin d'assurer une impression homogène et suffisante pour le passage du courant. L'atout majeur de l'impression textiles est qu'elle permet une grande diversité dans le choix des motifs, notamment lorsqu'elle est utilisée pour un procédé d'impression à jet d'encre [17]. Cependant, elle comporte deux contraintes importantes. Premièrement, la nature poreuse des matériaux textiles nécessite une grande quantité d'encre absorbée par le substrat, ce qui limite le contrôle de l'homogénéité et de la section du conducteur. Ensuite, la plupart des textiles destinés à l'habillement possèdent une forte déformabilité, ce qui peut entraîner des discontinuités dans les lignes de courant lors de contraintes mécaniques

Les encres extensibles ont récemment été développées pour remédier à ce problème d'intégration dans l'habillement. Kumar *et al.* ont développé en 2017 une encre conductrice composée de paillettes d'argent et de caoutchouc fluoré. Ce matériau possède une conductivité de $8,49 \times 10^4 \text{ S.m}^{-1}$ et est capable de résister à des cycles répétés de contraintes d'étirement [18].

Les avancées dans les formulations chimiques permettent également de développer des matériaux inédits possédant des propriétés électriques intéressantes pour le développement de l'électronique et des antennes textiles. Lim *et al.* ont développé un nanocomposite extensible à base d'hydrogel d'alginate et de nanofils d'argent [19]. Il peut être déposé sur un substrat flexible afin de créer des composants électroniques textiles, tels que des bobines, montrés en **Figure 1.1.5-1**.

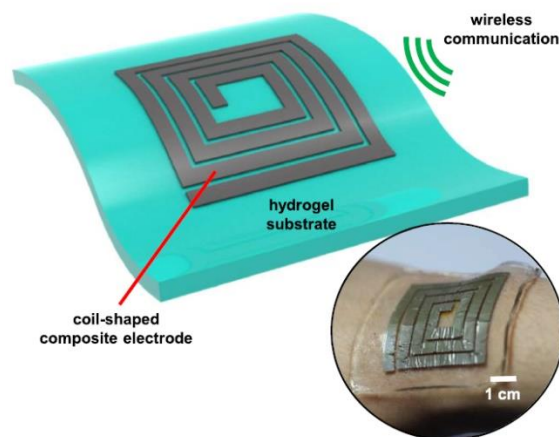


Figure 1.1.5-1. Illustration de l'électrode composite hydrogel en forme de bobine en tant qu'antenne portable pour la communication sans fil et son image (encart) lorsqu'elle est fixée sur la peau [19]

Aussi, il existe aujourd'hui des encres composées de polymères conducteurs, intégrant des nanoparticules de platine, comme le montre Arsenov *et al.* [20].

1.1.5.2 Les filaments chargés

Les filaments sont des fils continus de grandes longueurs et de diamètres microscopiques, ils permettent de composer des fils. Ils sont réalisés par un procédé de filage qui consiste à faire fondre un matériau plastique (généralement sous forme de granulé) pour le faire passer dans une filière en exerçant une pression. Il est ensuite possible d'étirer le filament obtenu, pour faire varier son diamètre et l'orientation des chaînes moléculaires qui le composent. Afin de rendre ces filaments conducteurs, il est d'abord possible d'incorporer des particules conductrices directement au moment de la formulation des granulés. Il est ainsi possible d'intégrer des nanotubes de carbone, des particules de graphène [21] ou d'argent [22], au sein de filaments qui, s'ils sont en quantité suffisante, permettent d'assurer le passage d'un courant électrique. Aussi, la forte dilatation thermique des matières plastiques permet à ce type de filament d'avoir l'effet d'un interrupteur thermique. En effet, la dilatation du matériau augmente la distance entre deux nanotubes, jusqu'à devenir un coupe circuit [23]. Cependant ces filaments conducteurs possèdent des conductivités de l'ordre de 10^3 S.m^{-1} , très inférieures aux conductivités des métaux traditionnels. Par exemple, le cuivre a une conductivité d'environ $6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$. Le schéma de production de filament chargé avec du graphène par extrusion puis son étirage est montré en **Figure 1.1.5-2**.

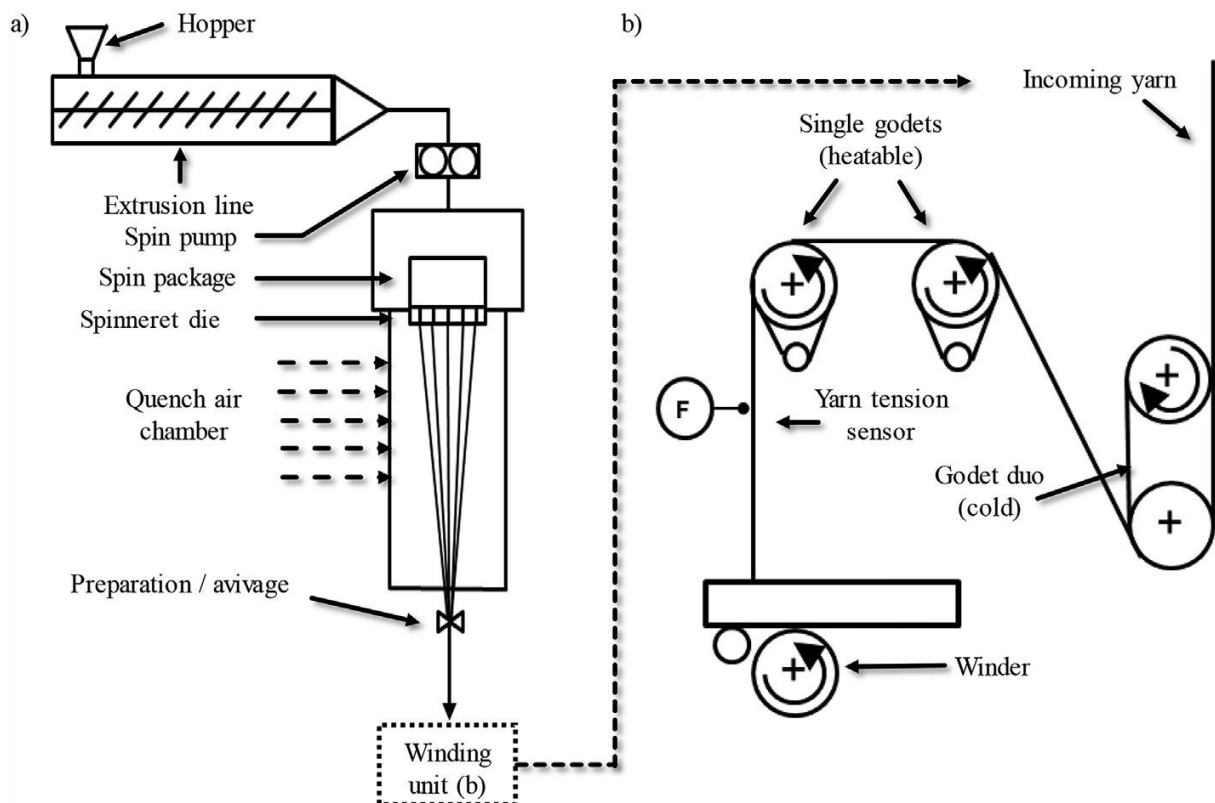


Figure 1.1.5-2. Ligne de filage (a) et système d'étirage (b) à l'échelle pilote utilisés pour produire des fils PA6 modifiés au graphène [21]

1.1.5.3 Les fils plaqués

A l'échelle du fil, d'autres types de textiles conducteurs sont disponibles. Il s'agit des fils possédant une âme recouverte de microfilaments ou de fibres, qu'on appelle aussi les fils plaqués. Le principe est de rendre la couche externe du fil conductrice, tandis que l'âme reste en matériaux traditionnels afin d'apporter les propriétés mécaniques nécessaires au fil, à savoir élasticité et résistance. La partie conductrice est réalisée à partir de fibres métalliques telles que l'inox, l'argent ou le cuivre, et forme une fine couche conductrice hétérogène [24]. Ces fils sont facilement utilisables dans la plupart des procédés textiles traditionnels, car ils ont des propriétés mécaniques très proches des fils textiles classiques. Néanmoins, la faible proportion de conducteurs au sein du fil les rend peu conducteurs, en effet leurs résistances linéaires sont de l'ordre de $100 \Omega/m$. Il existe aujourd'hui sur le marché de nombreuses entreprises commercialisant ce type de fil conducteur. Par exemple le fil Silver-tech [25] de l'entreprise Amann® ou encore le Shieldex [26] de l'entreprise Statex®.

1.1.5.4 Fils retors conducteurs

Les fils retors sont des fils composés d'un assemblage de plusieurs fils retordus ensemble pour leurs assurer une cohésion mécanique. Pour les rendre conducteurs, il est nécessaire d'intégrer au moins un fil conducteur à l'assemblage. Les techniques actuelles permettent aujourd'hui de produire des filaments métalliques de diamètre microscopique pouvant être utilisés pour développer des fils retors conducteurs. Récemment, Cruz *et al.* ont développé un procédé de synthèse de filaments métalliques Cuivre/Argent, atteignant des diamètres de l'ordre du nanomètre [27].

Les filaments métalliques sont combinés avec des filaments textiles traditionnels pour créer des fils textiles conducteurs. Comme précédemment, les propriétés mécaniques sont assurées par la partie textile pure et la conductivité par les filaments métalliques.

Malgré la nature cassante et peu élastique du filament métallique, sa structure hélicoïdale au sein du fil retors permet d'assurer un minimum d'élasticité. Cependant, le fil ainsi produit reste peu élastique et peu flexible ce qui le rend difficile à utiliser dans les procédés textiles traditionnels. En contrepartie, sa résistance linéaire est nettement plus faible que celle des matériaux vus précédemment. Il existe déjà sur le marché des fils retors conducteurs, tel que les fils Datatrans et Datastretch de l'entreprise Tibtech®, leur conductivité est de l'ordre de $5 \Omega/m$.

Récemment, Ismar *et al.* ont récemment un fil retors conducteur à base de cuivre pouvant être utilisé facilement en broderie [28]. Son procédé de fabrication ainsi que son schéma sont présentés en **Figure 1.1.5-3**.

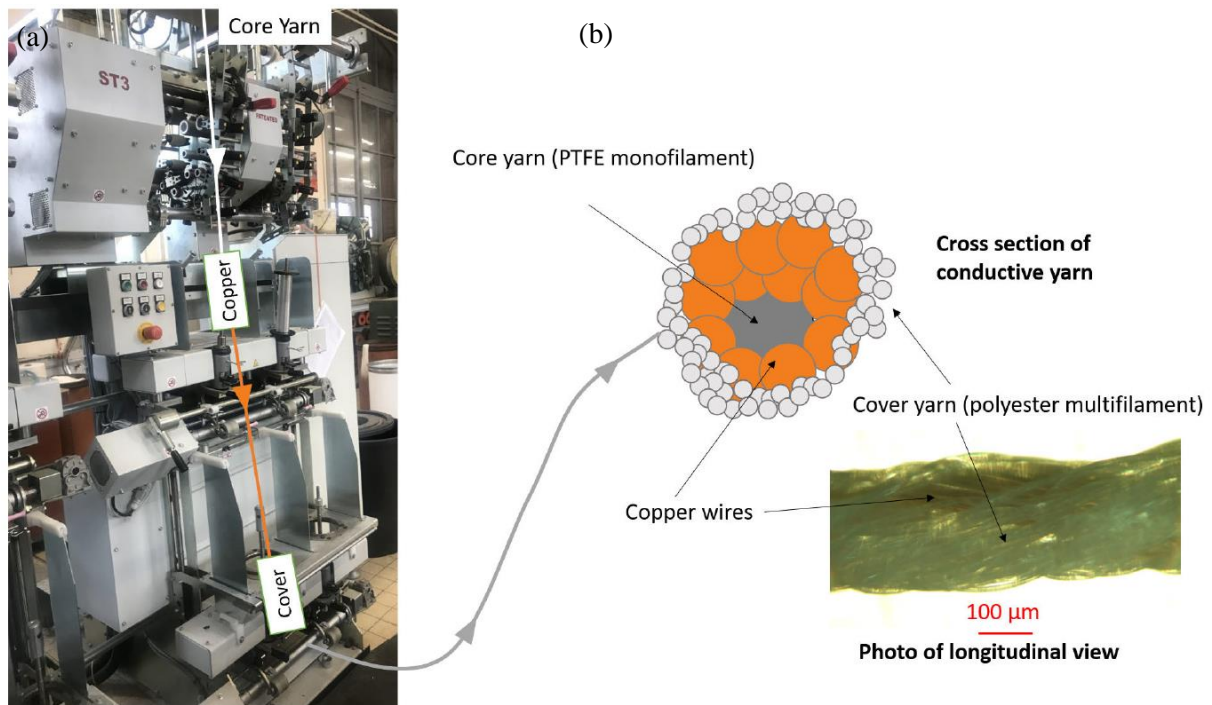


Figure 1.1.5-3. Processus de fabrication de fil retors conducteur composé de filaments de cuivre et polymère (a), et son schéma en coupe transversale (b) [28]

1.1.5.5 Les conducteurs classiques

La majeure partie des circuits électroniques sont aujourd’hui réalisés avec des métaux. En effet, ces matériaux présentent la conductivité électrique la plus élevée. Ils sont donc les plus performants pour limiter les pertes par effet joule. Ces matériaux sont peu flexibles et peu élastiques, ils ne sont donc pas ou peu utilisables en tant que matériaux textiles. Cependant, lorsqu’ils sont suffisamment fins, ils peuvent être intégrés à des étoffes pour les transformer en e-textiles.

Par exemple le procédé de borderie permet l’intégration de fils métallique pur sur tous types d’étoffe grâce à la « tête W ». Il s’agit d’un procédé industriel disposant un fil sur une étoffe qui sera ensuite maintenu par les fils de couture et de canette. Xu *et al.* ont utilisé ce procédé afin de maintenir un fil retors conducteur à base de cuivre sur un substrat textile [29] comme le montre la **Figure 1.1.5-4**.

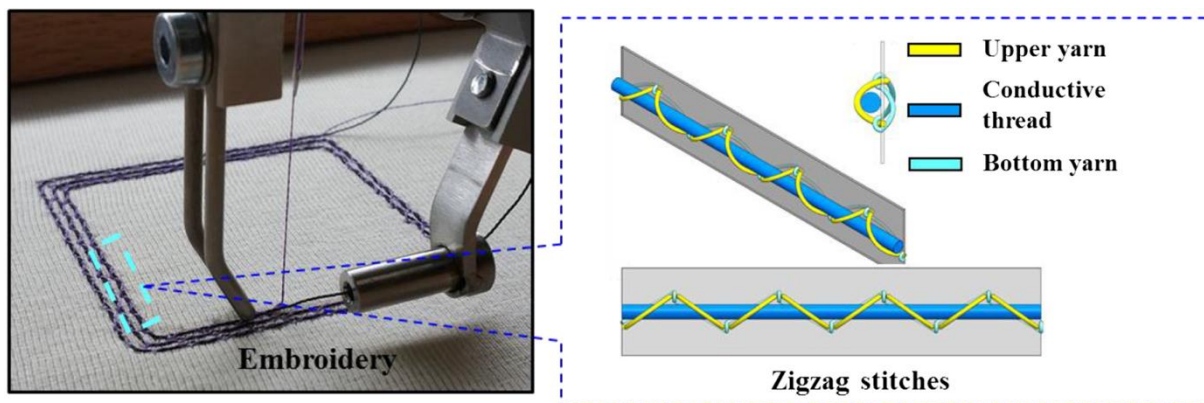


Figure 1.1.5-4. Photographie de dépose de fil conducteur par broderie et schéma de la structure [29]

1.1.5.6 Les fils et les fibres non métalliques

Certains polymères sont intrinsèquement conducteurs. Dans cette catégorie on trouve le poly (3,4-ethylenedioxythiophene) (PEDOT), le polypyrrole (PPy), le polyaniline (PANI) ou encore le polyacétylène (PA) [30]. Cependant, ces matériaux ne présentent pas des conductivités comparables aux métaux. De plus, des filaments ou fils conçus avec ces polymères peuvent présenter un seuil de percolation, impliquant l'altération de la conduction du matériau, lors des importantes dilatations thermiques de celui-ci. Il peut se traduire par une augmentation (coefficient de température positif) ou une chute (coefficient de température négatif) brutale de la résistivité du matériau à partir d'une température. Cela peut s'avérer utile dans certains cas, comme le décrivent Jerkovic *et al.* [31], mais cela peut aussi être néfaste à un circuit électrique lorsqu'il doit fonctionner en continu. En effet, les pertes par effet joule liées au passage du courant peuvent donc agir comme un coupe-circuit.

1.1.6 Phénomènes électriques s'opposant au passage d'un courant alternatif

Par définition les matériaux conducteurs sont des matériaux laissant passer un courant électrique, c'est-à-dire permettant le mouvement des électrons en leur sein. Lorsque dans un circuit électrique, les électrons vont dans le même sens à tout moment, on parle du courant continu. Par opposition, lorsque le mouvement des électrons change de sens dans le circuit de manière régulière, on parle du courant alternatif. La vitesse à laquelle le courant change de sens est appelée fréquence.

Dans le cas des matériaux textiles précédemment cités, la quantité de conducteurs présente est faible. De plus, un signal possédant des fréquences élevées peut entraîner des perturbations lors du passage du courant. Il est donc nécessaire de se poser la question des phénomènes mis en jeu et de leurs implications.

1.1.6.1 L'effet de peau

On appelle effet de peau un phénomène agissant sur la répartition des électrons en mouvement au sein d'un conducteur lorsque celui-ci est traversé par un courant alternatif de fréquence élevée [32]. En effet, plus la fréquence est élevée, plus le courant se distribue proche de la surface extérieure du conducteur, laissant le centre plus résistant. Ce phénomène a donc pour effet de diminuer la section de conducteur

effective et donc risque donc d'augmenter la résistance lorsque la fréquence du signal augmente si le rayon du conducteur devient inférieur à l'épaisseur de peau.

1.1.6.2 Les fils de Litz

L'effet de peau peut être en partie évité par l'utilisation de conducteurs à filaments multiples (torons de filaments) dont le rayon doit être proche de l'épaisseur de peau. Ce type de structuration de conducteur est couramment utilisé dans les systèmes d'alimentation en énergie utilisant des courants alternatifs. On l'appelle structure de Litz [33], nom dérivé du terme Allemand « Litzendraht » signifiant littéralement « fil toronné ». Le comportement de conducteurs ainsi structurés a fait l'objet de nombreuses études qui montrent qu'il faut aussi prendre en compte les effets dits de « proximité » qui sont liés aux champs magnétiques créés autour de chaque filament. Ceci entraîne des déviations axiales du courant à l'intérieur des filaments résultant en une augmentation supplémentaire de la résistance en régime alternatif.

1.1.7 Le recyclage des e-textiles

Comme dans de nombreux domaines aujourd'hui et notamment dans l'habillement, le recyclage des textiles intelligents est un enjeu majeur devant la raréfaction des matières premières et le réchauffement climatique.

De manière générale, les textiles de l'habillement peuvent être facilement recyclables lorsqu'ils sont composés d'un seul matériau. Lorsqu'il s'agit de mélanges, la tâche se complique, car une étape de triage des différents matériaux doit être effectuée.

Les e-textiles sont, par définition, une combinaison de différents matériaux aux propriétés différentes : les conducteurs pour les propriétés électriques et les textiles traditionnels pour les propriétés mécaniques et le confort. D'après Kölher et al. [34] il sera difficile de recycler les e-textiles en raison de la dispersion en faible quantité de matériaux rares au sein d'un large volume de déchet textile.

Une réponse possible à ce problème serait l'anticipation du recyclage lors de la conception, par exemple en évitant les mélanges de conducteurs et en n'utilisant que la quantité nécessaire.

1.1.8 Les réglementations associées aux e-textiles

La présence de nombreux matériaux au sein des e-textiles nécessite une réglementation adéquate en fonction de leurs utilisations. Dans le cas de l'habillement, ces réglementations sont d'autant plus strictes, en raison du contact direct avec l'utilisateur.

Premièrement, ces réglementations ont pour but de prévenir les risques chimiques en interdisant les composants ayant la possibilité de migrer vers la peau, comme les nanoparticules d'argent présents dans certains fils textiles conducteurs. Au sein de l'union européenne, c'est la réglementation REACH qui est vigoureuse pour prévenir ces risques.

Aussi, le risque lié aux émissions électromagnétiques doit être contrôlé. Bien qu'incorporé de plus en plus systématiquement aux nouveaux téléphones portables, les circuits émetteurs/récepteurs RFID/NFC opérant dans la gamme de fréquences radioélectrique située autour de 13,56 MHz ne sont pas concernés par les recommandations de l'ANSES (Agence Nationale de Sécurité Sanitaire,

alimentation, environnement, travail) concernant ces équipements portatifs [35]. Néanmoins, un avis de cette agence en 2015 a émis la recommandation de prendre des précautions particulières pour des personnes porteuses de DMIA (Dispositif Médicaux Implantables Actifs) [36]. Par ailleurs, un rapport de l'AFSSET (ancien nom de l'ANSES) datant de 2009 portant spécifiquement sur l'évaluation des impacts sanitaires lié à l'utilisation des systèmes d'identification par radiofréquence et, par extension, des systèmes de paiement sans contact en champ proche (NFC, Near Field Communication), recommande de surveiller le développement de l'usage de cette technologie. En France, un système émettant des champs électromagnétiques doit respecter le Décret n°2002-775 du 3 mai 2002 qui spécifie les valeurs de DAS (Débit d'Absorption Spécifique) et les valeurs limites d'exposition à ne pas dépasser. Ce décret est la traduction en droit français de la directive 1999/5/CE remplacée par la directive 2014/53/UE [37] et complétée par la recommandation 1999/519/CE [38]. Cette nouvelle directive Européenne est aussi désignée par « directive RED » et concerne tous les équipements radioélectriques mis sur le marché (Radio Equipment Directive) depuis 2017. Les mesures préconisées pour respecter les valeurs fixées par ces documents juridiques (équipements, distances, ...) sont précisées dans la norme EN 50 357 [39] ainsi que dans la norme EN 50 371 [40]. Ces deux normes datent de 2002 et ne sont plus officiellement en vigueur même si elles donnent des informations pratiques pour le respect des documents juridiques précités. L'application de la directive RED est présentée de manière claire dans un document de l'ANFR [41]. Cette directive Européenne a été traduite en droit français par l'Ordonnance 2016-493. Le respect de cette directive permet également de répondre aux exigences du Code de la Santé Publique.

1.1.9 La connectique dans les e-textiles

Les textiles intelligents offrent aujourd'hui de nouvelles possibilités pour de nombreux domaines. Leurs fonctionnalités sont très variées mais nécessitent obligatoirement une alimentation en énergie et une liaison permettant le transfert de données, comme tous les appareils électroniques. Il a donc été nécessaire de développer des connectiques capables de faire le lien entre les e-textiles et l'électronique classique.

Les appareils électroniques modernes sont fréquemment développés sur de fines plaques de Printed Circuit Board (PCB). Ces plaques sont rigides, mais leurs faibles dimensions permettent de les fixer sur des substrats textiles au moyen d'un procédé de pinçage ou « crimping », comme le décrivent Simon *et al.* [42]. Cette technologie consiste à pincer un textile connecté entre deux circuits imprimés rigides à l'aide de vis et d'écrous, comme sur le schéma et la photo de la **Figure 1.1.9-1**. L'étoffe devient rigide et se fragilise à cause de ce système de maintien.

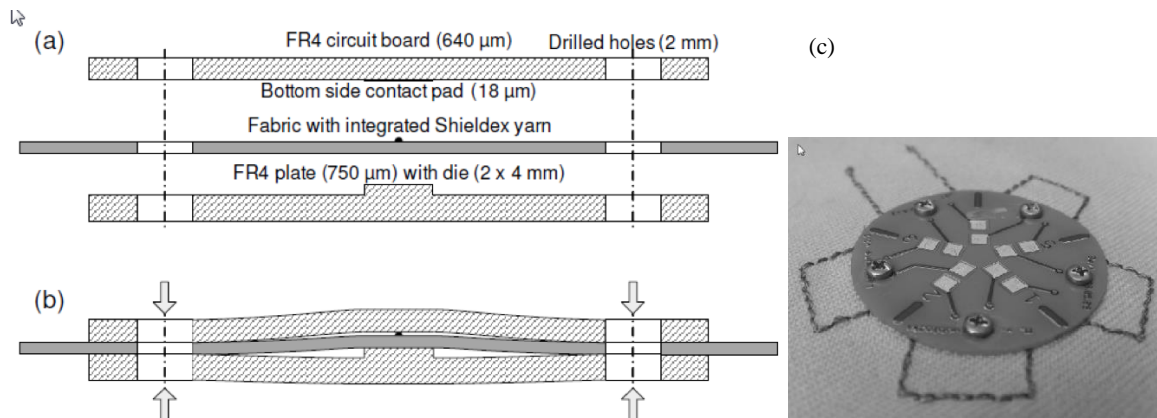


Figure 1.1.9-1. Schéma d'une interconnexion à ajustement forcé avant l'assemblage (a) et après l'assemblage (b) et une photo d'un prototype d'un circuit imprimé FR4 et fil conducteur intégré au tissu (c) [42]

Aussi, des systèmes de bouton pression assurant la connexion entre textiles et électroniques ont été utilisés par Amitrano *et al.* [43] pour connecter des chaussettes intelligentes et alimenter tous les modules électroniques composant leurs e-textiles. Cette solution présente les avantages d'être amovible et lavable, mais ne peut pas être considérée comme une solution d'intégration car seulement la connectique est réellement intégrée, contrairement à la carte électronique, comme le montre la **Figure 1.1.9-2**.

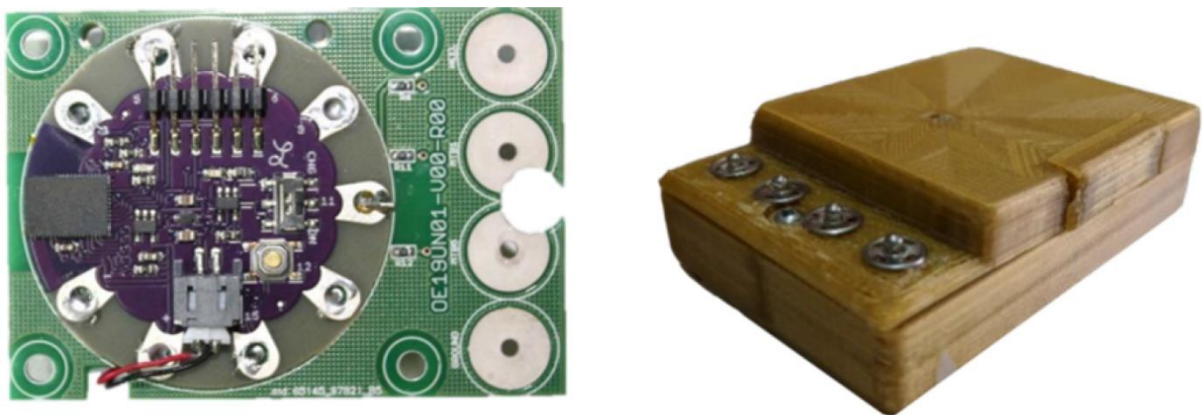


Figure 1.1.9-2. SWEET Sock Electronic Unit: (a) unité électronique interne; (b) vue extérieure de l'unité complète [43]

La connectique peut être assurée par l'intermédiaire de colles. Elles peuvent être conductrices, comme le décrit Locher *et al.* [44] mais leur mise en œuvre nécessite plusieurs étapes complexes décrites par la **Figure 1.1.9-3**. Il est également possible d'utiliser des colles non conductrices permettant de renforcer et de maintenir le contact, plus simples à mettre en œuvre, même si elles nécessitent un procédé spécifique (« flip chip ») comme le montre Linz *et al.* [45].

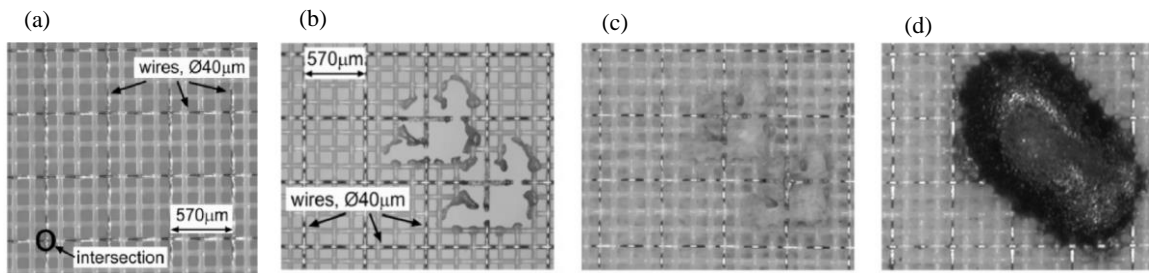


Figure 1.1.9-3. (a) Enlèvement de revêtement sur les fils de cuivre aux intersections définies par machine laser, (b) Coupure de certains fils pour éviter les courts-circuits avec le reste du routage, (c) Interconnexion des sections de fil recouvertes par une goutte d'adhésif conducteur et (d) Ajout d'une protection mécanique et électrique à l'interconnexion avec de la résine époxy [44]

Dans le domaine de l'électronique, les connectiques les plus fiables sont réalisées au moyen de soudure entre les différentes parties du système. Ce procédé est aussi utilisable pour connecter les e-textiles à leurs sources d'énergie et de données. Buechley *et al.* ont utilisé la soudure pour connecter des pistes conductrices thermocollées sur un substrat textile à des composants électroniques [46]. Des photographies des soudures sont présentées en **Figure 1.1.9-4**. Cette méthode a l'avantage de fixer solidement des composants électroniques sur un textile, surtout si la soudure est par la suite encapsulée, par exemple dans de l'époxy. Cependant, il est important de bien choisir un matériau possédant un point de fusion bas afin d'éviter la dégradation du substrat. De plus, la surface du textile ne sera plus plane et le substrat deviendra rigide, ce qui peut poser des problèmes pour certaines applications, telles que l'habillement.

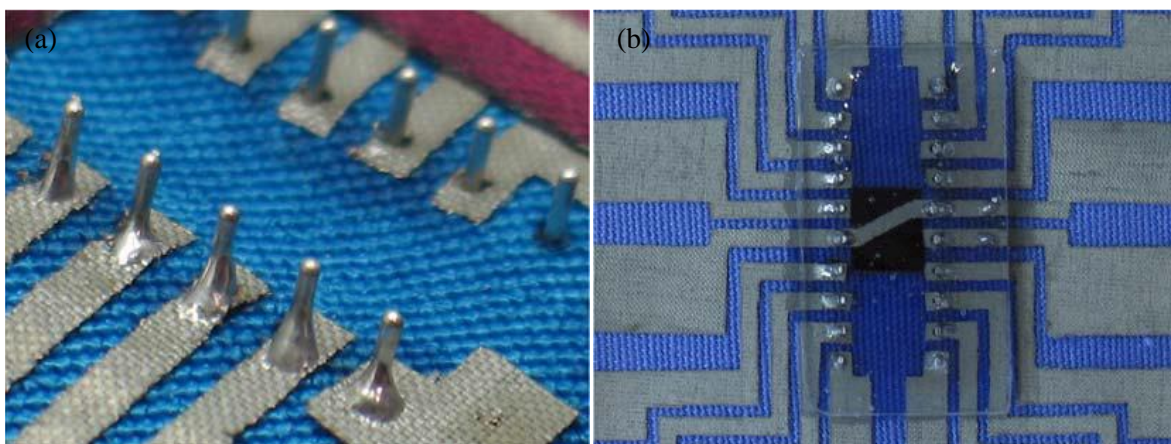


Figure 1.1.9-4. (a) Connection par soudure entre un tissu et un PCB et (b) connexion par soudure encapsulée dans de l'époxy [46]

Afin de rendre les connectiques plus proches des matériaux textiles, et ainsi limiter les problèmes liés à la flexibilité, le procédé de broderie peut s'avérer une solution adéquate. Linz *et al.* ont développé une méthode permettant de broder à travers des modules électroniques flexibles avec un fil conducteur [47]. Ce procédé assure une connexion entre les différents éléments d'un e-textile sans avoir recours à d'autres matériaux ou procédés, comme le montre la **Figure 1.1.9-5**.

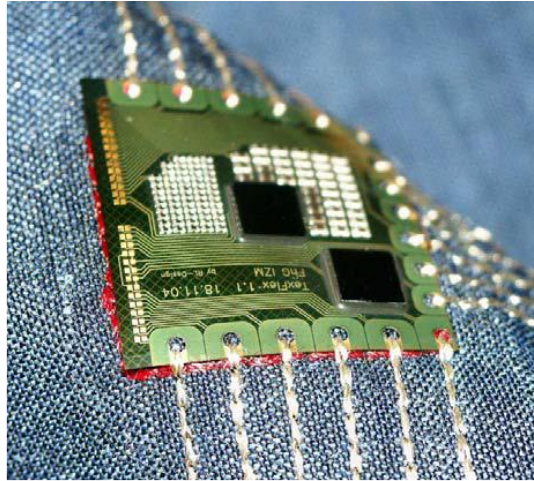


Figure 1.1.9-5. Module électronique flexible connecté avec du fil conducteur par broderie [47]

1.1.10 Conclusion

Le domaine des textiles intelligents est l'ensemble des matériaux textiles ayant la capacité de mesurer, d'analyser et de répondre aux signaux extérieurs. Ces ensembles peuvent être interconnectés avec l'électronique portable. A l'intersection de ces domaines se trouvent les vêtements connectés (ou électroniques) qui sont des objets e-textiles portables remplissant des fonctionnalités assurées par un ou plusieurs systèmes électroniques.

Dans le cadre de cette thèse, les sous-systèmes de communication, d'alimentation et de connexion sont étudiés et développés.

Les systèmes de connexion sont détaillés dans la partie précédente, jouant le rôle d'interface entre les textiles et électroniques, permettent le transfert des données ou l'alimentation électrique. Cependant, aucun de ces systèmes de connexion n'est satisfaisant du point de vue de la fiabilité, de la robustesse et du confort. Une nouvelle solution consisterait à supprimer toutes les connectiques physiques par des transferts électromagnétiques (et donc sans fil) de puissance et de données.

1.2 La transmission d'énergie et de données sans fil

1.2.1 L'induction électromagnétique

1.2.1.1 Principe

L'induction électromagnétique est un phénomène physique qui consiste en l'apparition d'un champ magnétique induit lorsqu'un courant électrique parcourt un matériau, et inversement [48]. Ce phénomène peut être utilisé pour transmettre de l'énergie et des données. L'induction magnétique peut ainsi être résumée par le schéma de la **Figure 1.2.1-1**, où \vec{B} est le champ magnétique et i le courant.

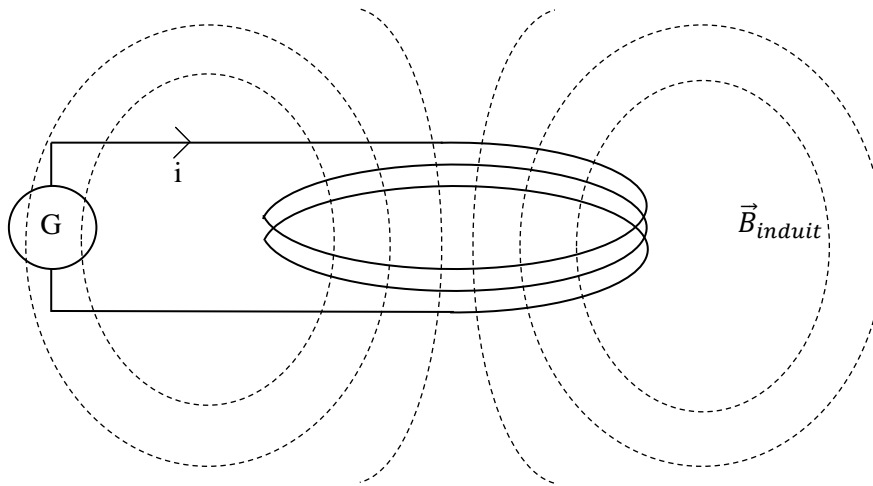


Figure 1.2.1-1. Schéma d'un champ magnétique induit par le passage d'un courant dans un circuit électrique

1.2.1.2 Les circuits RLC

Les circuits RLC sont des circuits électriques comprenant des éléments résistifs (R), inductifs (L), et capacitifs (C). Ils ont la particularité de présenter un phénomène de résonance lorsqu'ils sont soumis à un signal sinusoïdal à la fréquence propre du circuit.

Le comportement électrique des circuits RLC est décrit par son impédance Z , qui est calculée à partir des lois de Kirchhoff (loi des nœuds et des mailles). L'impédance des circuits RLC est un nombre complexe dont l'expression peut être mise sous la forme :

$$Z = Re(Z) + jIm(Z) \quad 1.2.1-1$$

Où $Re(Z)$ et $Im(Z)$ sont, respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance, et j le nombre complexe.

L'état de résonance est atteint lorsque la partie imaginaire de l'impédance est nulle. Par exemple, dans un circuit RLC série décrit par le schéma électrique de la **Figure 1.2.1-2** [49] ci-après, les équations de l'impédance (2) [49] et de la fréquence de résonance (3) [49], notée f_0 seront :

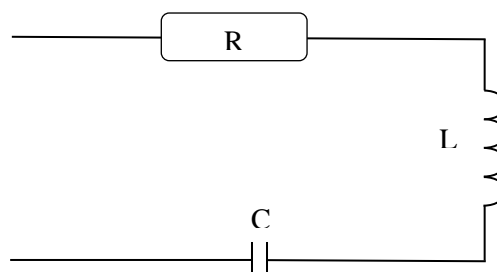


Figure 1.2.1-2. Schéma électrique d'un circuit RLC série

$$Z = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \quad 1.2.1-2$$

Lorsque l'état de résonance est atteint :

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}(Z) &= 0 \\ R + j\left(L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0}\right) &= 0 \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad 1.2.1-3$$

Avec $\omega_0 = 2\pi f_0$

Enfin, les antennes sont également décrites par leur facteur de qualité Q , qui est une grandeur sans unité qui conditionne leur efficacité de rayonnement. Dans le cas du circuit précédent on peut calculer le facteur de qualité par l'équation (4) [50] :

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \quad 1.2.1-4$$

1.2.2 L'identification radio fréquence (RFID)

1.2.2.1 Généralité sur la RFID

L'identification radio fréquence est une technologie permettant de manipuler (émission, réception, lecture et écriture) des données à distance, à partir d'une puce appelée « radio étiquette » (ou « tag », « transpondeur »). Les étiquettes sont généralement associées à des antennes qui permettent de communiquer sans fil grâce aux ondes électromagnétiques en utilisant des signaux modulés. Les systèmes RFID sont généralement utilisés pour le traçage, notamment de marchandises (logistique), mais aussi des personnes (passeports) ou encore des animaux [51].

Les antennes sont des systèmes électriques ayant pour but d'émettre ou de recevoir des ondes électromagnétiques afin de transmettre de l'énergie et/ou des données. D'un point de vue électrique, les antennes sont des circuits RLC adaptés à leurs gammes de fréquences.

Les systèmes RFID sont capables de communiquer sur de nombreuses plages de fréquences différentes, allant de 135 kHz à 5,8 GHz. Devant le nombre croissant d'appareil utilisant cette technologie, son utilisation a été standardisée et normalisée [52], ISO 18000. Son principe de communication est basé sur deux étapes principales.

Premièrement, le signal est codé afin de convertir des informations binaires en signaux électromagnétiques. Le codage employé dépend du sens de la communication : du lecteur vers le tag (montante) ou inversement (descendante). Dans le cas d'une communication montante, il est possible d'utiliser un codage NRZ (No Return to Zero) ou le code de Miller (Delay Mode). Pour une communication descendante, ce sont les codages Manchester et Différentiel qui seront favorisés.

Ensuite, la seconde étape consiste à moduler le signal afin de transmettre les données de manière séquentielle. Le signal préalablement codé sera modulé avec un signal haute fréquence appelé porteuse. La technique de modulation de la porteuse dépendra, comme précédemment, du scénario d'utilisation. Pour une communication montante, il est possible d'utiliser une modulation d'amplitude ASK

(Amplitude Shift Keying) ou une modulation de fréquence FSK (Frequency Shift Keying). Tandis que pour une communication descendante, la modulation à charge résistive OOK (On Off Keying).

L'ensemble de ces codages et modulations sont bien connus et décrits dans la littérature dans l'ouvrage « RFID Handbook » de Klaus Finkenzeller [53].

Dans le cadre du projet ANR CONTEXT, c'est la technologie RFID qui pourra être utilisée pour transmettre l'énergie et les données par les matériaux textiles. Cependant, seules deux plages de fréquence ont été étudiées : La bande ISM à 2,4 GHz et la bande NFC à 13,56 MHz.

1.2.2.1.1 Transmission dans la bande Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM)

On appelle « Bande ISM » une plage de fréquence utilisée pour transmettre des données sur une courte portée. Ses principales bandes de fréquence sont 433 MHz, pour les liaisons domestiques (station météo, commande de portail, ...), 2,4 GHz pour les communications de type Wifi ou Bluetooth et la bande 5,8 GHz qui peut également être utilisés pour le Wifi. Cette bande de fréquence inclue les technologies Bluetooth, Wifi ou encore ZigBee. Cette plage de fréquence est bien adaptée à la transmission de données en haut débit, mais ne permet pas le transfert de grande quantité d'énergie, notamment dans la technologie mobile [54], [55]. Les antennes décrites dans ces articles permettent le transfert dans la bande ISM avec des plages de fréquences différentes. Elles constituent des exemples de topologie, présentés en **Figure 1.2.2-1**, pour ce type d'antennes.

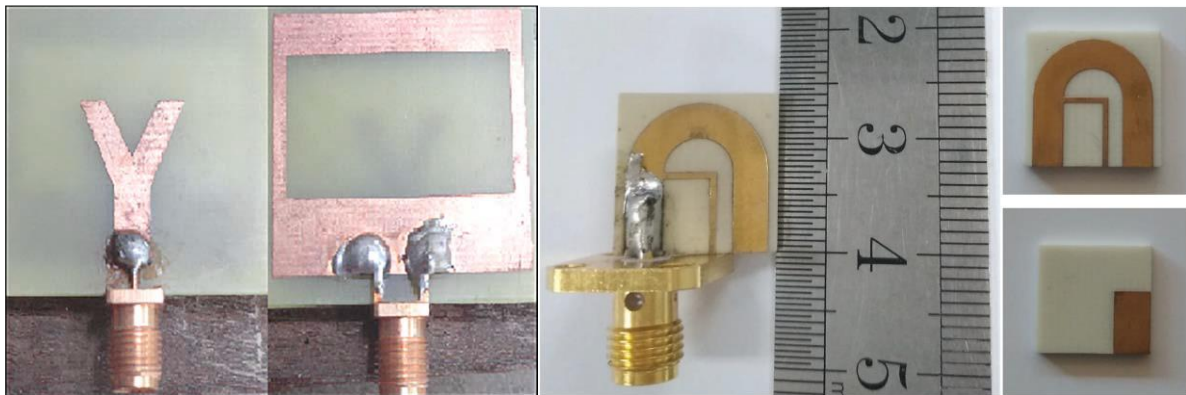


Figure 1.2.2-1. Exemple d'antennes aux topologies différentes permettant de communiquer dans la bande ISM [54], [55]

1.2.2.1.2 La communication en champs proches – Signal NFC

La communication en champs proches (ou NFC pour Near Field Communication) est une technologie de communication fonctionnant à une fréquence de 13,56 MHz et sur une courte distance. Elle peut être utilisée dans de nombreux domaines tels que l'internet des objets (IoT), les réseaux de capteurs sans fil ou encore les paiements sans contact. Sa faible portée permet de sécuriser assez facilement les communications entre deux appareils. De plus, le démarrage et l'arrêt automatiques lorsque deux terminaux se rapprochent rend son utilisation simple [56].

La technologie NFC peut être utilisée dans le domaine de la santé en utilisant des systèmes de carte à puces dans les centres médicaux lors d'examen [57]. Elle peut également trouver son utilité dans l'automatisation et la simplification de saisie et de collecte de données médicales en utilisant des cartes à puces et des smartphones [58].

Ensuite, les systèmes de traçage sont également compatibles avec la technologie NFC. Ils permettent de tracer des biens ou des personnes de manière simple et efficace. Par exemple, une équipe a développé un système permettant de remplacer les codes-barres d'identification des produits par des tags NFC [59], afin d'augmenter la sécurité quant à l'originalité des produits.

Aussi, l'utilisation du NFC a été largement démocratisée par les applications de paiement sans contact, premièrement via les cartes bancaires [60], mais aussi avec des portefeuilles virtuels comme le « Google Wallet » [61] ou « l'Apple Pay » [62]. Elle est aussi adaptée à des applications liées aux tickets électroniques, au divertissement, aux réseaux sociaux ou encore à l'éducation.

Enfin, l'utilisation de la communication en champs proches permet également le transfert d'énergie grâce au champ électromagnétique induit. C'est-à-dire qu'un champ électromagnétique émis par une antenne peut être récupéré pour être transformé en courant électrique. Ce principe peut notamment être exploité pour alimenter un réseau de capteurs via un téléphone portable compatible NFC, comme le montre l'étude de Masuda *et al.* [63]. Aussi, les dispositifs biomédicaux peuvent être alimentés grâce à un transfert d'énergie sans fil, selon Shadid *et al.* [64].

1.3 Les antennes textiles

Comme leur nom l'indique, les antennes textiles sont des antennes conçues, au moins partiellement, à partir de matériaux textiles. Leurs comportements sont identiques à ceux des antennes « classiques », néanmoins l'utilisation de matériaux textiles dans leurs conceptions entraîne de nouvelles problématiques.

Premièrement, leur flexibilité peut apporter des modifications dans la géométrie des circuits RLC conçus, notamment au niveau de la partie inductive, et donc dans les caractéristiques de l'antenne.

1.3.1 Les antennes filaires

Une antenne filaire est constituée d'un fil parcouru par un courant électrique créant ainsi un champ électromagnétique. Un fil textile rendu conducteur peut ainsi être considéré comme une antenne, comme le montre Wagih *et al.* [65] en développant une antenne constituée d'un fil sur un substrat textile, présentée en **Figure 1.3.1-1**, fonctionnant entre 868 et 915 MHz.

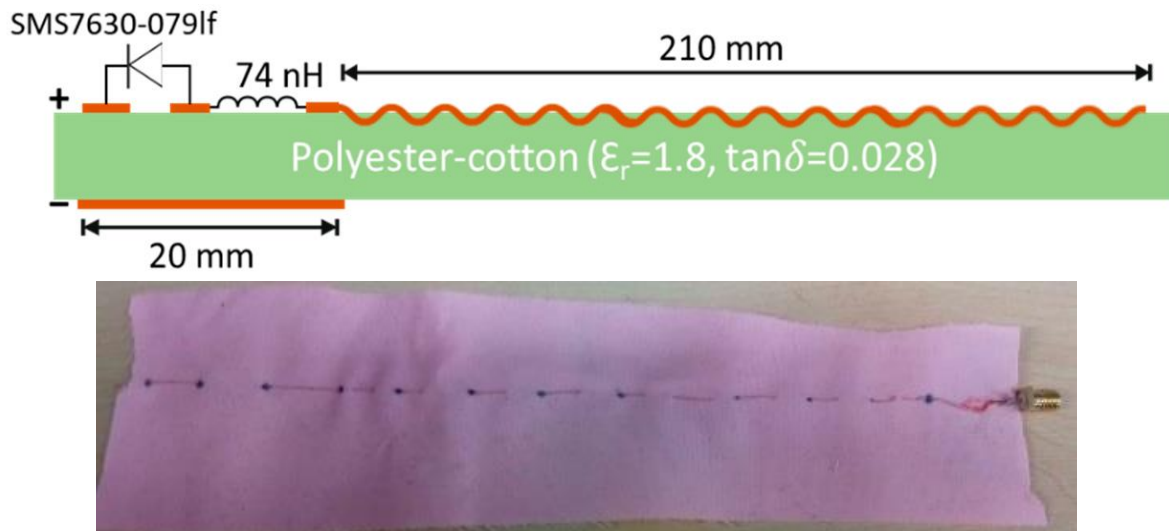


Figure 1.3.1-1. (a) Schéma de l'antenne filaire sur un substrat polyester - coton et (b) une photo de l'antenne [65]

1.3.2 Les antennes planaires

Les antennes planaire (ou patch) sont composées d'une surface conductrice jouant le rôle d'élément rayonnant, séparée d'un plan de masse réflecteur par un diélectrique. La structure de l'antenne est détaillée par le schéma présenté en **Figure 1.3.2-1**. Aussi, le nombre, la forme, les dimensions géométriques et la disposition des éléments rayonnants ne sont pas limités et peuvent être utilisés pour amener de nouvelles propriétés électromagnétiques telles que des permittivités négatives afin de créer de nouvelles structures (différentes des antennes), comme les métamatériaux. Dans le cas d'antennes planaires textiles, les parties conductrices sont réalisées avec des fils textiles, encres ou films conducteurs.

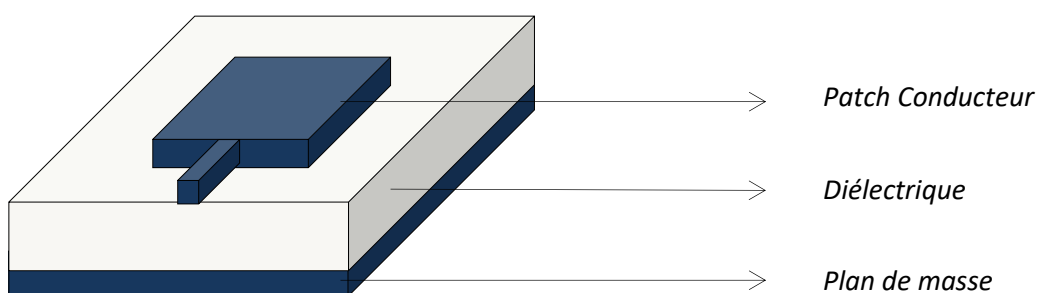


Figure 1.3.2-1. Schéma de la structure d'une antenne patch avec un plan de masse

Premièrement, ces antennes peuvent être réalisées par broderie en concevant un motif (patch et plan de masse) aux dimensions adaptées qui sera ensuite brodé sur un substrat [66]. La surface ainsi créée doit être suffisamment dense pour créer un plan réflecteur ; comme le montre la photographie microscopique d'une broderie conductrice en **Figure 1.3.2-2**. Cette méthode de réalisation a pour avantage d'être rapide dans sa mise en œuvre. En effet, elle est utilisable pour tout type de substrat et

avec quasiment tous les fils textiles conducteurs. De plus, les motifs des éléments rayonnants sont facilement réalisables grâce aux logiciels propriétaires des brodeuses industrielles. Cependant, ces surfaces conductrices ne sont pas totalement continues et homogènes ce qui peut entraîner des perturbations dans le champ électromagnétique rayonné.

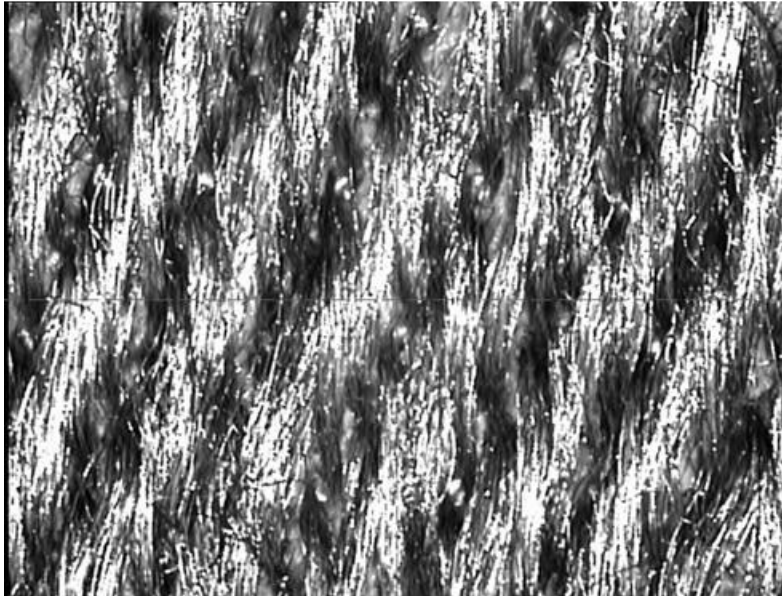


Figure 1.3.2-2. Photographie microscopique d'une surface brodée avec un fil conducteur [66]

Deuxièmement, sur un principe similaire, l'utilisation de l'impression textile avec des encres conductrices permet également de réaliser aisément des surfaces conductrices aux dimensions maîtrisées sur de nombreux types de substrats textiles. Dans ce cas, la continuité et l'homogénéité des surfaces conductrices est assurées. En revanche, la quantité d'encre imprimée est difficilement maîtrisable en raison de la porosité naturelle des matériaux textiles. En effet, Whittow *et al.* ont développé une antenne patch textile constituée d'encre conductrice sur un substrat polyester/coton [67]. Ils ont été contraints d'ajouter une couche d'encre non conductrice sur le support au préalable. Cette couche joue le rôle d'interface à l'encre conductrice afin que son impression soit maîtrisée. Une photographie et un schéma de la structure développée sont présentés en **Figure 1.3.2-3**.

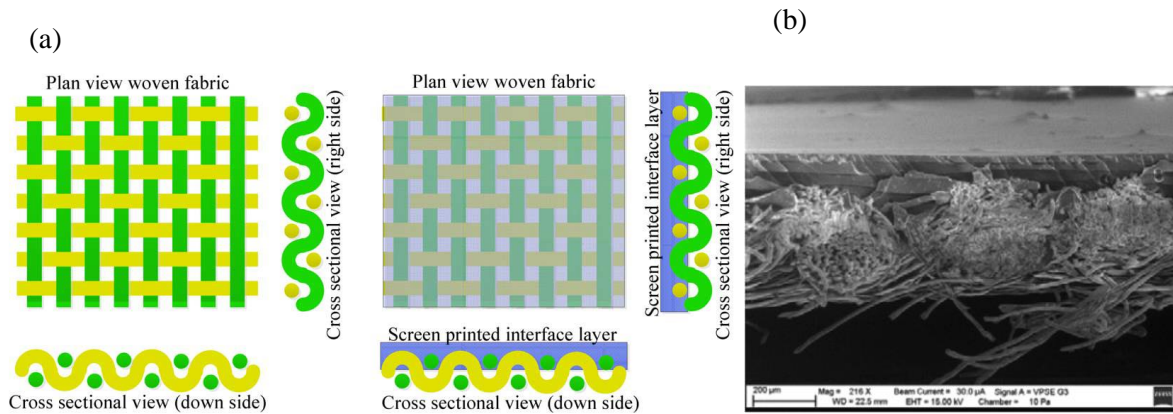


Figure 1.3.2-3. Schéma de la structure textile servant de support à l'antenne patch sans (a) et avec (b) couche d'interface. Photo microscopique en coupe de la structure avec la couche servant d'interface [67]

Troisièmement, des surfaces conductrices métalliques sous forme de film peuvent également être déposées sur des substrats textiles par le biais de colle ou d'encapsulation. Quarfoth *et al.* ont développé des antennes patch composées d'un film métallique ajouré sur un substrat silicone afin de les rendre flexibles [68], visibles en **Figure 1.3.2-4**. Les antennes sont conçues pour fonctionner à une fréquence inférieure à 2 GHz. Ce sont les dimensions de la cellule unitaire qui déterminent la fréquence d'utilisation. Enfin le motif permet de plier l'antenne dans les deux sens sans modification significative de son impédance.

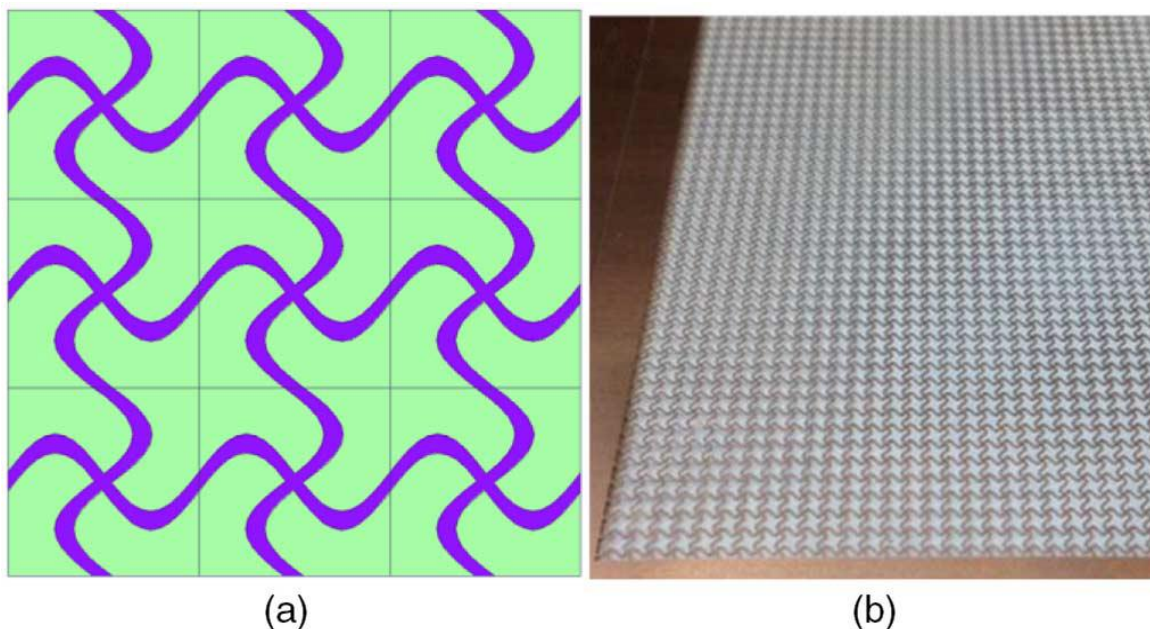


Figure 1.3.2-4. (a) Illustration de neuf cellules unitaires dans un tableau 3x3 et (b) une photographie du prototype [68]

Quatrièmement, il est possible d'utiliser le tissage pour créer des antennes planaires, comme le montre Simorangkir *et al.* [69]. Les antennes développées sont réalisées par tissage de fils textiles

recouvert de conducteur puis enduit avec du polydimethylsiloxane qui agit comme une couche protectrice et un substrat. Ce procédé est très adapté à la réalisation de surfaces textiles conductrices de grandes dimensions et peut également être intéressant dans le cas de création de plan de masse réflecteur.

Enfin, une nouvelle méthode de dépose indirecte de forme conductrice complexe à la surface de textile a été développée par Yoon *et al.* [70]. Elle consiste à imprimer des structures électroniques à base d'oxyde de zinc, d'indium et de gallium sur des textiles via un transfert assisté par des cils.

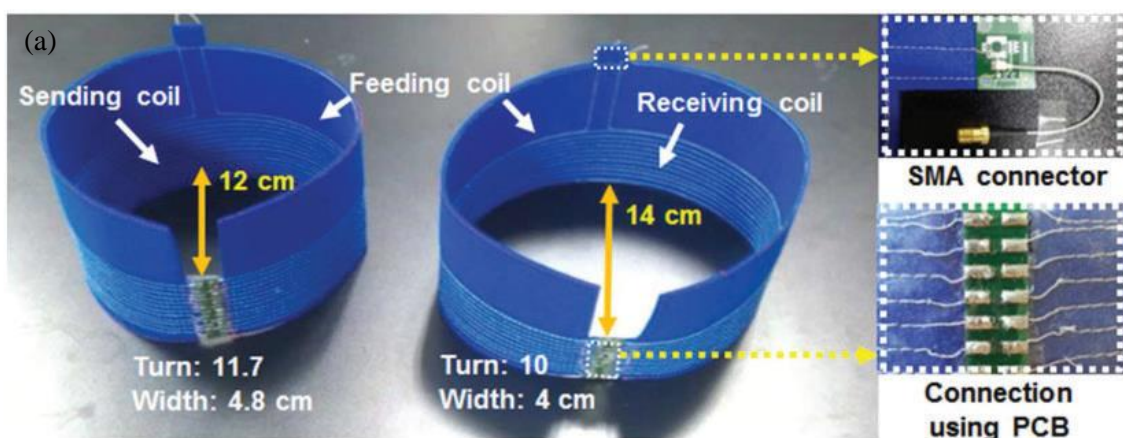
1.3.3 Les antennes boucles

On appelle antennes boucles des antennes comportant un élément inductif rayonnant (ou bobine) ayant la forme d'une boucle. Elle peut être de forme circulaire, carrée, et en deux ou trois dimensions [71].

1.3.3.1 Les solénoïdes

Les solénoïdes sont des bobines allongées en trois dimensions, constituées d'un fil conducteur. Ils sont couramment utilisés en électronique et constituent un moyen efficace pour transférer de l'énergie sans fil.

Cette géométrie en trois dimensions peut être utilisée en tant qu'antenne dans l'habillement par le biais de l'intégration d'un conducteur dans une structure circulaire telle qu'une manche, comme le décrivent Jeong *et al.* [72]. L'étude met en évidence la création d'un système de transmission sans fil opérant autour du corps humain. Le système est composé de deux antennes boucles en forme de solénoïde aux diamètres différents servant de récepteur et d'émetteur, montré en **Figure 1.3.3-1** (a). L'efficacité de transmission moyenne est de 45% et cette valeur descend à 40% lors de son utilisation par un marcheur allant à 6 km/h, comme détaillé sur la **Figure 1.3.3-1** (b).



(b)

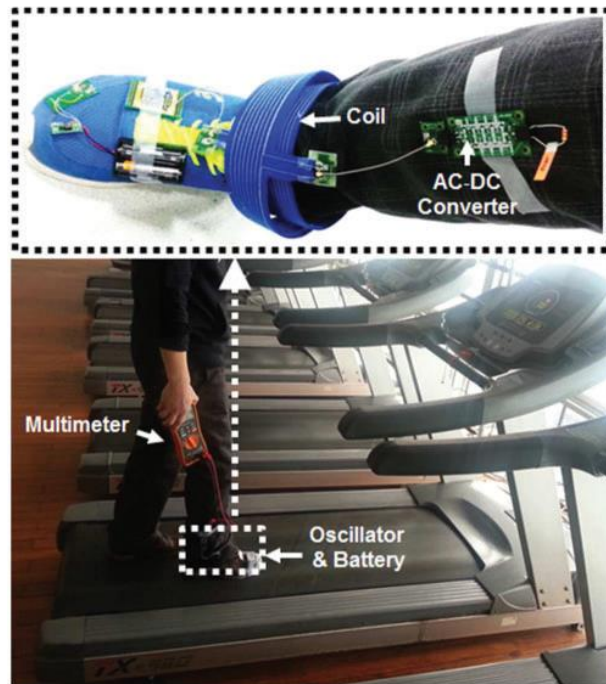


Figure 1.3.3-1. Photographies des bobines résonnantes en fil conducteur brodé sur tissu polyester non tissé (a) et lors de son utilisation (b) [72]

1.3.3.2 Les antennes circulaires planes

Les antennes circulaires planes sont des solénoïdes aplatis présentés en **Figure 1.3.3-2**. Elles présentent l'avantage d'être en deux dimensions et donc d'être appliquées sur des substrats textiles. Les propriétés électromagnétiques de ce type d'antennes sont liées aux conducteurs employés et à sa géométrie. De nombreuses études antérieures permettent de calculer le champ magnétique induit par ces antennes en fonction du courant qui les parcourt et de leurs caractéristiques géométriques [73]. Afin d'augmenter la puissance du champ elles sont généralement de forme spiralee comportant plusieurs spires et peuvent être circulaires, carrées, octogonales, ...

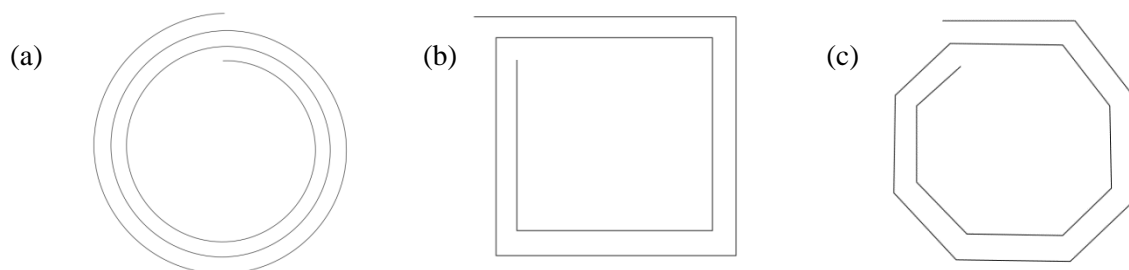


Figure 1.3.3-2. Exemple de géométrie d'antennes spirale. (a) Circulaire, (b) carré et (c) octogonale

Ces structures peuvent être réalisées par impression, comme le montre Ortega *et al.* [74]. Ils développent une antenne flexible fonctionnant à 13,56 MHz, présentée en **Figure 1.3.3-3** (a). Sa

résistance d'entrée et son facteur de qualité sont maîtrisés. Ensuite, Del-Rio-Ruiz *et al.* ont utilisé un procédé de broderie pour réaliser leurs antennes [75], montrées dans la **Figure 1.3.3-3** (b). Ces technologies permettent d'appliquer un motif indépendant avec une relative précision sur un substrat textile. Les applications visées dépendent de la fréquence de résonance de l'antenne mais sont généralement réservées au domaine de la communication en champs proches (Near Field Communication).

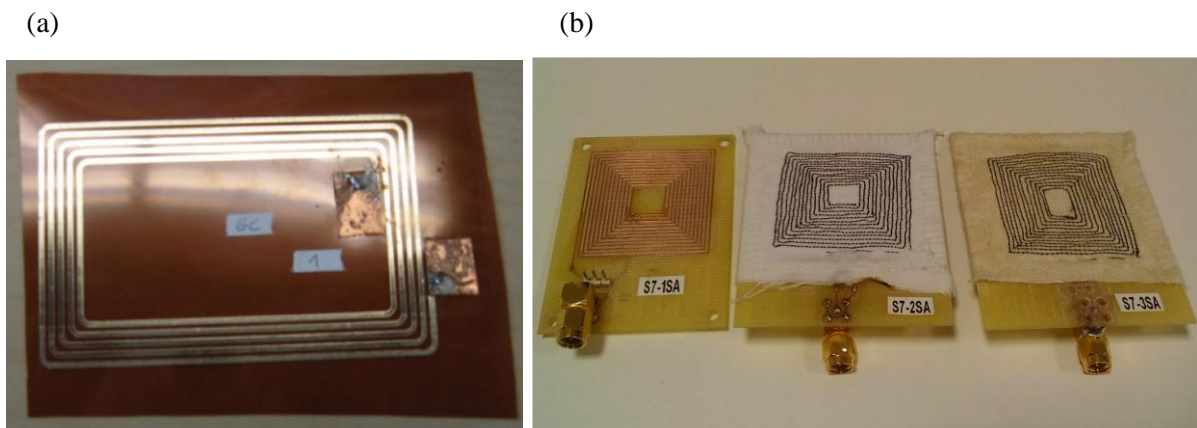


Figure 1.3.3-3. (a) Prototype d'antennes flexibles imprimées [74]. (b) Comparaison entre des prototypes d'antennes textiles brodées et une antenne classique sur FR4 [75].

1.3.4 Caractéristique diélectrique des substrats textiles

Les caractéristiques électromagnétiques du substrat doivent également être prises en compte dans la réalisation de ces antennes, elles ont un impact non négligeable sur ses performances et sa bande passante, notamment dans des plages de fréquences élevées (>GHz). Aussi, la caractérisation de ces constantes est ardue en raison du caractère multi-composant et poreux des matériaux textiles. Dans leur étude, Mustata *et al.* ont caractérisé les permittivités et perméabilités de plusieurs types de substrats textiles en fonction de leurs compositions, de leur masse surfacique, épaisseur et densité de fils (chaîne et trame) [76].

Aussi, l'étude de Salvado *et al.* [77] qui décrit divers matériaux textiles pour le design d'antenne portable dans l'habillement, s'attarde sur les caractéristiques diélectriques des matériaux textiles, notamment leur permittivité relative. Ils s'attardent à comparer les différentes structures en fonction de leurs compositions (matériaux, épaisseur, contexture, armure, ...) afin de les adapter à des antennes textiles portables dans l'habillement.

Tableau 1.3.4-1. Comparaison des matériaux textile utilisés pour réaliser des antennes textiles portables

Matériaux	Propriétés			Matériaux conducteur	Performance
	h (mm)	ϵ_r	$\tan \delta$		
Polaire	3	1,04	-	Cuivre tricoté	Acceptable
Cordura®	0,5	1,1 – 1,7	-	Ruban cuivre	Bon
Polaire	2,56	1,25	-	Flectron	Acceptable à bon
Mousse polyurethane	11	1,16	0,01	Flectron	Acceptable
Feutre	1,1	1,30	0,02	Zelt	Acceptable
Coton/polyester	2,808	1,6	0,02	Flectron / encre conductrice	Acceptable
PDMS	-	3 – 13	0,02	Fibres conductrices brodées	Bon
Spacer Polyamide	6	1,14	Négligeable	Tissu plaqué argent cuivre nickel	Bon
Tissu feutre	3,5	1,45	0,02	Tissu plaqué argent cuivre nickel	Bon

1.3.5 Influence du corps humain sur le comportement électromagnétique des antennes

La plupart des antennes sont caractérisées dans l'espace libre, c'est-à-dire dans un espace ne subissant par d'interférence de la part d'un corps conducteur alentour. Cependant, le corps humain possède des caractéristiques électromagnétiques non négligeables et peut interférer avec les antennes autour de lui, si elles sont suffisamment proches. Ainsi, l'effet du corps humain a été caractérisé sur les antennes textiles portables par Abd Rahman *et al.* dans une étude publiée en 2019 [78]. Après avoir conçu des masses graisseuses, musculaires et sanguines artificielles, ils ont étudié l'impédance de l'antenne à leurs abords. Les résultats montrent une augmentation significative de l'impédance de l'antenne et des masses artificielles de l'ordre de 30%. Par conséquent, une partie de l'énergie est absorbée par le corps et n'est pas rayonnée, ce qui entraîne une diminution de l'efficacité et du gain de l'antenne.

1.3.6 Conclusion

Les différents types d'antennes textiles fonctionnent tous sur le même principe, mais ont des caractéristiques différentes. Par conséquent, ils ne sont pas adaptés aux mêmes applications. Le **Tableau 1.3.6-1** présente, de manière non exhaustive, les caractéristiques des différents types d'antennes textiles et leurs applications.

Tableau 1.3.6-1. Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes textiles

Type d'antenne	Fréquence adéquate	Dimension	Avantages
Filaire	De quelques kHz à quelques GHz	$\lambda/2$	- Facilité de mise en œuvre à haute fréquence - Coût
Planaire	GHz	Cm x Cm	- Facilement intégrable - Performante dans la communication
Solénoïde	MHz	Cm x Cm x Cm	- Performante pour le transfert d'énergie
Boucle	MHz	Cm x Cm	- Facilité de mise en œuvre - Efficace pour le transfert de données et d'énergie

1.4 Les systèmes de transmission sans fil textiles

1.4.1 La RFID textile

L'utilisation d'antennes spirales à des fréquences de l'ordre du Méga Hertz permet un transfert efficace de données. En électronique classique, ce système de transmission est déjà couramment utilisé pour alimenter des puces RFID et communiquer avec elles, par exemple dans des systèmes de traçage d'articles textiles. Comme le montre l'étude de Kumar *et al.* [79]. Ces antennes NFC miniatures sont intégrées à un article textile afin de créer un « vêtement interactif » qui permettra un suivi en temps réel de l'objet au cours de sa durée de vie. La **Figure 1.4.1-1** montre une photographie de ce prototype.



Figure 1.4.1-1. Photographie du prototype de « vêtement interactif » [79]

Dans le domaine textile, l'identification radio fréquence a récemment été utilisée pour remplacer les codes-barres traditionnels par une puce RFID associée à une antenne [80]. L'article possédant une puce RFID, dans l'étiquette du produit par exemple, est placé dans un champ magnétique qui va alimenter par induction magnétique la puce afin qu'il soit identifié. Il n'est donc plus nécessaire qu'un opérateur scanne le code barre pour enregistrer l'article.

1.4.2 Les e-textiles dans la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale)

Les systèmes de transmissions sans fil textiles utilisant la bande ISM pour communiquer constituent une part importante des recherches en la matière. En effet, de nombreux appareils de transmission sans fil usuels sont équipés d'antennes communicantes dans cette bande de fréquence. Il est donc naturel que les e-textiles se tournent vers cette bande passante afin de connecter les vêtements aux différents réseaux présents dans notre quotidien, comme le WIFI ou le Bluetooth.

Premièrement, Hertleer *et al.* ont publié une étude décrivant l'intégration d'antennes fonctionnant dans cette bande (2,4 GHz), intégrées aux EPI (Equipements de Protection Individuelle) destinée aux pompiers [81]. Cette intégration tire parti des propriétés particulières du textile composant leurs combinaisons afin d'améliorer la robustesse du système, notamment de l'épaisseur et des caractéristiques hydrophobes des étoffes. L'antenne est insérée dans la combinaison entre les différentes couches protectrices, schématisé dans la **Figure 1.4.2-1**, et présente des performances élevées.

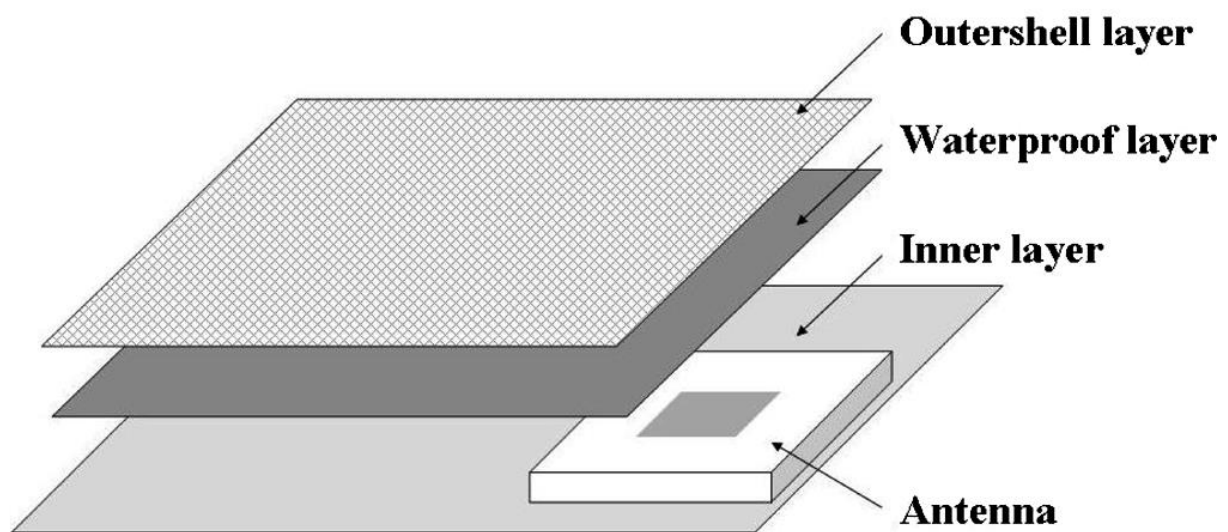


Figure 1.4.2-1. Schéma de l'intégration d'une antenne au sein d'une tenue de protection destinée aux pompiers [81]

Aussi, l'intégration d'éléments métalliques au sein de structures textiles multicouches ont permis de développer des antennes à bande passante ultra-large (Ultra Wide Band) [82]. En effet, Yimdjo Poffelie *et al.* ont développé une antenne fonctionnant entre 3,1 et 10,6 GHz composée de deux patches et d'un plan de masse séparés par un substrat textile de 2 mm d'épaisseur. Un schéma et des images de la structure en sandwich sont présentés en **Figure 1.4.2-2**. Les mesures ont permis de montrer que cette antenne est particulièrement adaptée au radio communication UWB autour du corps.

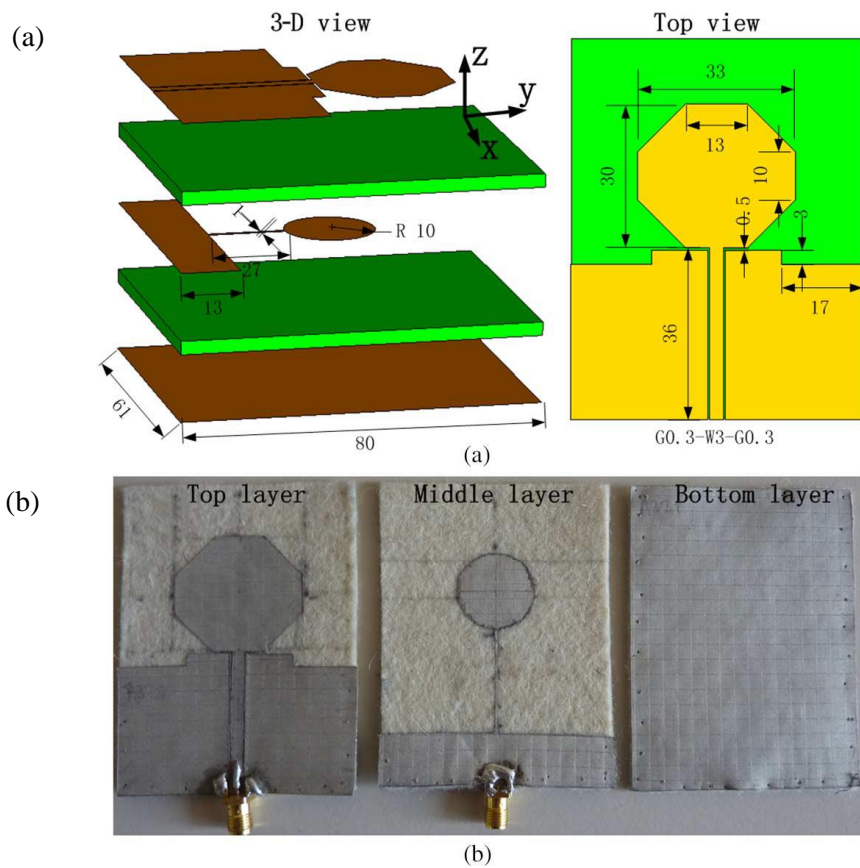


Figure 1.4.2-2. (a) Schéma et (b) photographies de l'antenne multicouche développée par Yimdjo Poffelie *et al.* [82]

Ensuite, des antennes textiles présentant une bande passante de 0,3 à 3 Ghz ont été développées par Zhong *et al.* [83]. La spirale d'Archimède et le plan de masse composant l'antenne ont été tissés avec des fils Elektrisola E-thread de 7 filaments recouverts d'argent et placé de part et d'autre d'une mousse, comme montré en **Figure 1.4.2-3**.

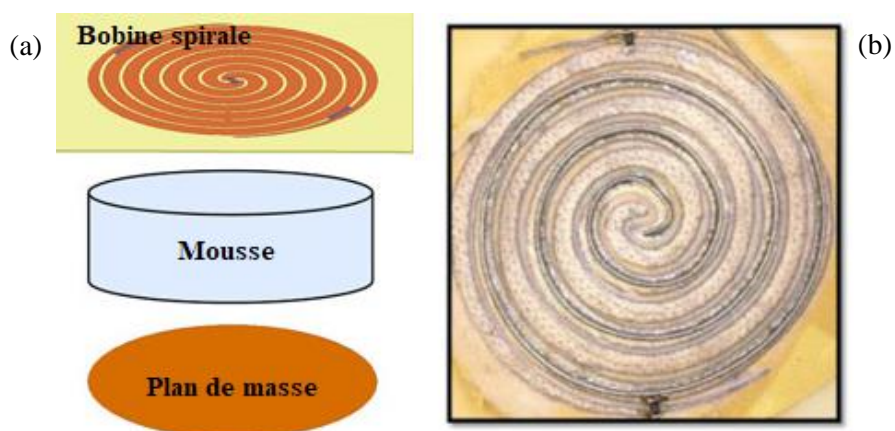


Figure 1.4.2-3. (a) Schéma du prototype d'antennes et (b) sa photographie [83]

Aussi, Locher *et al.* ont développé et caractérisé différentes antennes textiles planaires pour des applications Bluetooth [84]. Elles sont toutes constituées d'un patch conducteur alimenté par une microbande et d'un plan de masse séparé par un diélectrique. La **Figure 1.4.2-4** présente un schéma de cette structure. Les surfaces conductrices utilisées ont été réalisées par plaquage de particules métalliques (nickel, argent et/ou cuivre) sur des substrats textiles. Ce procédé permet d'obtenir des résultats plus ou moins intéressants en fonction du substrat et du plaquage utilisés. En effet, l'application de la surface métallique sur le textile peut entraîner des modifications des propriétés mécaniques du substrat et l'adhésion comme la répartition des particules peut s'avérer inhomogène. De plus certains matériaux, comme le « Electron1 », peuvent être utilisés pour réaliser des antennes à 2.45 GHz, comme le montre l'étude de Tronquo *et al.* [85]. Ils utilisent des antennes à anneaux rectangulaires et un plan de masse réalisés avec du Electron1, séparés par un nontissé. Ces antennes sont destinées à la communication autour du corps humain car elles sont intégrables facilement aux vêtements et présentent une bonne résistance à la flexion. Toutefois, ce type de procédé d'intégration d'éléments conducteurs sur des substrats textiles présente l'avantage de pouvoir réaliser des surfaces avec une grande précision, contrairement à l'utilisation directe de fils textiles conducteurs.

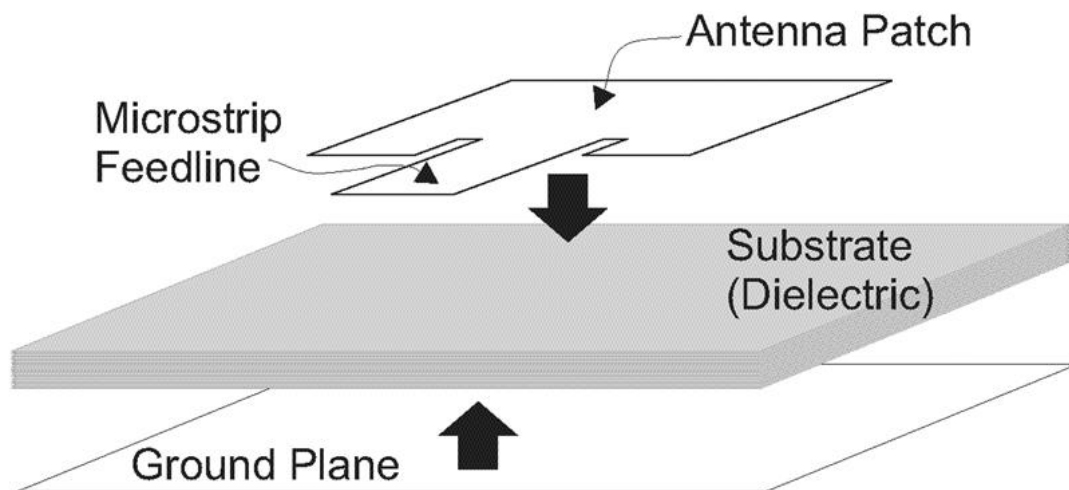


Figure 1.4.2-4. Schéma de la structure développée par Locher *et al.* [84]

Les récentes avancées au niveau de ces fils ont néanmoins permis d'augmenter la précision du procédé de broderie. Kiourti *et al.* ont publié une étude montrant le développement d'antennes et circuits par broderie avec une précision de 0,1 mm [86], ce qui se rapproche de la lithogravure utilisée dans les circuits imprimés classiques (cuivre sur plaque de FR4). Le fil textile conducteur utilisé est encore une fois du Elektrisola E-thread, mais il est ici utilisé en tant que fil de canette. Ce fil, étant composé de cuivre recouvert d'argent, est particulièrement cassant et peu élastique en comparaison aux fils de bonneteries traditionnels. Il est donc utilisé en tant que fil de canette afin de diminuer les contraintes mécaniques exercées lors de la broderie.

1.4.3 Les textiles NFC (Near Field Communication)

L'essor récent des textiles connectés a ouvert de nouvelles possibilités à la transmission de données et d'énergie sans fil au sein de l'habillement. En effet, les capteurs embarqués dans nos vêtements nécessitent une alimentation électrique pour fonctionner et transmettre les diverses données enregistrées. La technologie de communication en champs proches est une solution pour centraliser les sources d'énergies et le stockage de données, notamment avec l'augmentation croissante de la capacité des batteries et mémoires des téléphones portables. Les avancées en électronique ont déjà permis la réalisation et la commercialisation de systèmes permettant la recharge sans fil d'appareils électroniques, par exemple les smartphones, via la communication en champs proches [87].

De nombreuses sources d'énergie peuvent être utilisées pour alimenter les e-textiles. Premièrement, un système de transmission d'énergie a été développé pour alimenter des textiles intelligents à partir d'énergie d'origine mécanique fournie par une bicyclette [88]. Une première antenne placée sur le guidon du vélo est alimentée par un courant provenant du mouvement du vélo. Elle émet un champ magnétique qui est capté par une autre antenne placée sur le gant de l'utilisateur. Ainsi, l'énergie mécanique du vélo est transférée au textile de l'utilisateur sans fil. Ce courant électrique peut être utilisé pour alimenter les éventuels capteurs portant le cycliste ou recharger son téléphone. La **Figure 1.4.3-1** montre un schéma du principe de fonctionnement du système et la photo de l'antenne textile.

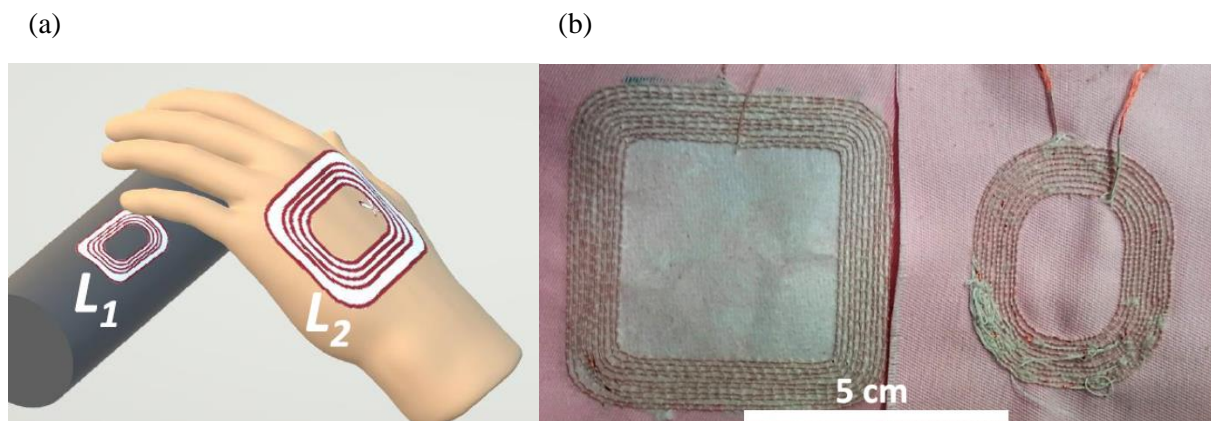


Figure 1.4.3-1. (a) Schéma de fonctionnement du système de transmission sans fil et (b) photo des prototypes d'antennes [88]

Les smartphones sont aujourd'hui dotés d'antennes NFC et permettent de traiter, de stocker et d'envoyer des grandes quantités de données, ce qui les rend adaptés pour alimenter et connecter les textiles intelligents à divers réseaux.

Des antennes NFC textiles ont été développées par Jiang *et al.* [89]. Elles ont été conçues par simulation numérique puis elles ont été réalisées par un procédé de broderie de fils recouverts d'argent, d'acier inoxydable ou d'aluminium sur un substrat textile. Ces antennes sont capables de communiquer à 13,56 MHz malgré des flexions et l'influence d'un corps humain, grâce à leur large bande passante. La **Figure 1.4.3-2** montre une photographie des différents prototypes de bobines textiles brodées (différentes largeurs de la ligne de courant).

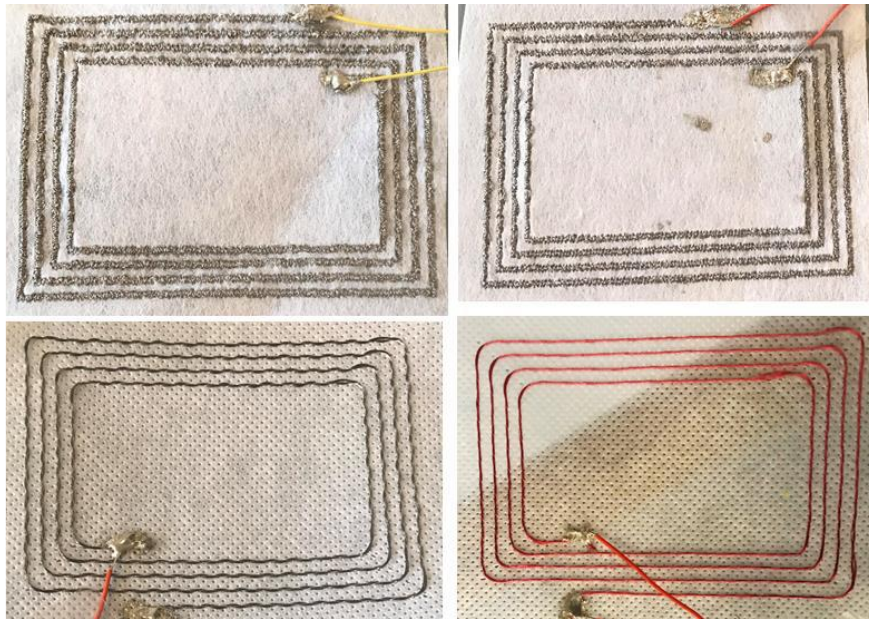


Figure 1.4.3-2. Prototypes de bobines textiles brodées [89]

Rongzhou Lin *et al.* ont également publié une étude présentant un système de transmission NFC textile complet utilisant des antennes circulaires planes brodées sur des vêtements [90]. Leur système est également composé de relais électromagnétiques ayant pour vocation de transmettre de l'énergie et des données entre un smartphone et des capteurs de monitoring placés autour du corps. Le tee-shirt développé forme un réseau de capteurs composé d'un hub central, accueillant le smartphone et jouant le rôle de récepteur, et d'un réseau d'antennes émettrices connectées par des lignes de transmission permettant le transfert vers les divers capteurs. Contrairement à l'étude précédente, cette étude s'attarde sur l'efficacité du transfert entre les différents pôles du réseau. Ce dispositif montre une efficacité comprise entre 3 et 23%. Pour des raisons de simplicité, les antennes brodées ne fonctionnent pas en régime de résonance, ce qui en réduit considérablement l'efficacité. Le prototype de tee-shirt connecté est montré en **Figure 1.4.3-3**.



Figure 1.4.3-3. Prototype de tee-shirt connecté créant un réseau de communication sans fil autour du corps [90]

1.4.4 Les métamatériaux

Les métamatériaux constituent des systèmes de transmission singuliers, issus d'un assemblage géométrique particulier d'éléments aux propriétés électromagnétiques différentes. Ils présentent des propriétés électromagnétiques inédites, telles que des indices de perméabilité magnétique et de permittivité électrique négatives. Ces indices permettent de modifier la distribution du champ électromagnétique qui les traverse.

Lorsqu'ils sont réalisés avec des matériaux textiles, comme dans l'étude de Burgnies *et al.* [91], ils peuvent être utilisés pour créer des guides d'onde de surface permettant l'échange de données le long d'une surface textile. Ici, ils sont réalisés par un procédé de tissage, en intégrant de façon périodique des fils de cuivre pur. Les guides d'ondes de surface présentent une fréquence de résonance de 25 GHz.

Les métamatériaux textiles peuvent également être réalisés par broderie sur un substrat textile, comme dans l'étude de Moradi *et al.* [92]. Les structures réalisées sont des résonateurs à anneaux fendus brodés avec un fil conducteur des substrats en feutre et en coton, représentées en **Figure 1.4.4-1**. Elles présentent une bande passante entre 1,3 et 2,6 GHz pour le substrat en feutre, et 1,6 et 2,6 GHz pour le coton.

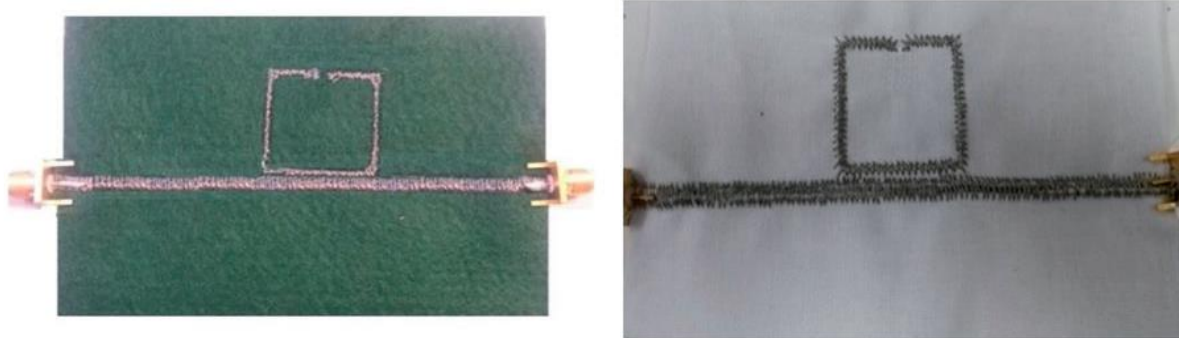


Figure 1.4.4-1. Prototypes de métamatériaux résonateurs à anneaux fendus (a) sur un substrat en feutre et (b) sur un substrat en coton [92]

1.4.5 Les relais électromagnétiques

Une autre méthode pour transférer des ondes électromagnétiques le long d'une surface est d'utiliser le principe de l'induction électromagnétique. Ainsi, comme le montre Kiani *et al.* [93], les signaux ou la puissance pourront être transmis grâce à une succession d'antennes se chevauchant, présentée en **Figure 1.4.5-1**.

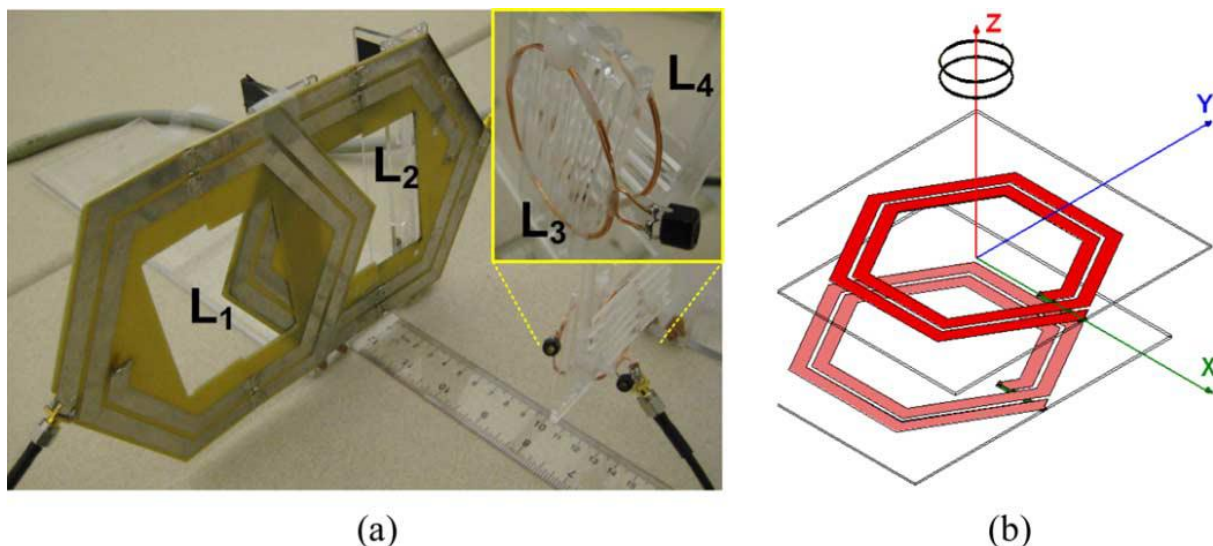


Figure 1.4.5-1. (a) Liaison inductive à 4 bobines et (b) sa modélisation [93]

1.4.6 Durabilité et fiabilité des systèmes de transmission sans fil textiles

Les textiles dans l'habillement sont des matériaux flexibles, étirables, perméables à l'air et lavables. Ces propriétés sont nécessaires pour garantir un confort suffisant à l'utilisateur. Par conséquent, les systèmes de transmission sans fil textiles doivent également présenter des caractéristiques similaires.

Les caractéristiques électromagnétiques des antennes textiles sont directement liées à leurs géométries. La déformation des étoffes peut donc jouer un rôle important dans le bon fonctionnement du système de transmission, notamment au niveau de leur fréquence de résonance et de leur efficacité. Xu *et al.* ont publié un étude sur le développement d'antennes NFC brodées résistantes aux effets de déformation [21]. Ici, les systèmes de transmission sans fil proposés sont composés d'une bobine circulaire plane textile à laquelle une capacité adaptée est ajoutée (pour atteindre $f_0 = 13.56 \text{ MHz}$) pour former une antenne. L'insertion du fil conducteur a été réalisée à l'aide d'une « tête W », la bobine est donc composée de 3 fils : le fil de canette (en dessous), le fil de couture (au-dessus) et le fil conducteur maintenu par le fil de couture.

Une antenne patch micro ruban flexible imprimée sur un substrat élastomère par sérigraphie de nano fils d'argent hautement conducteurs a été développée par Song *et al.* [94]. Cette antenne, rayonnant dans la bande ISM, a la particularité de bien résister aux contraintes mécaniques, comme le montre la photographie de la **Figure 1.4.6-1** représentant l'antenne sous différentes flexions. De plus, la fréquence de résonance de l'antenne est fonction de la contrainte qu'elle subit, ce qui la rend très intéressante pour des applications liées à la mesure de contraintes sans fil.

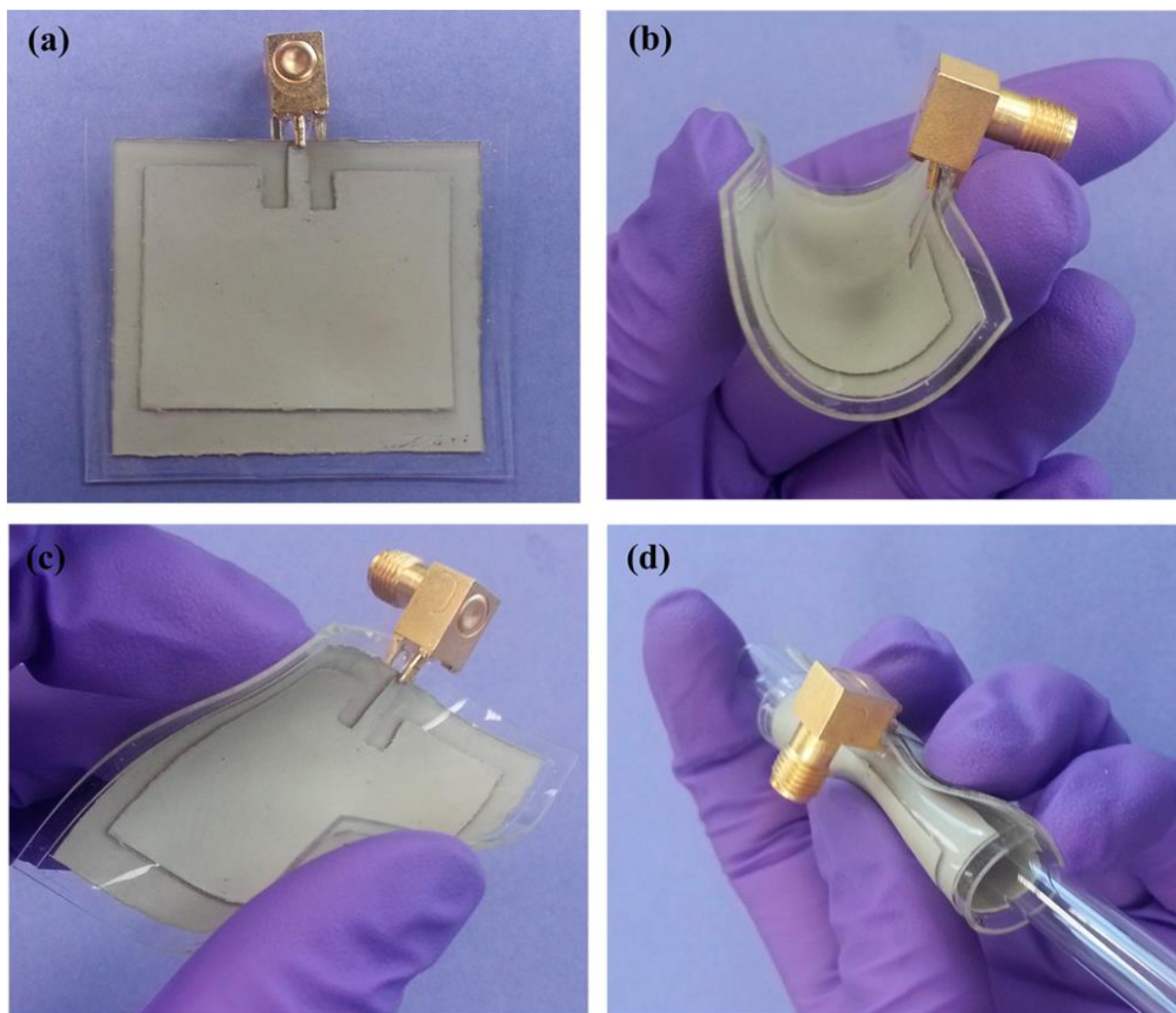


Figure 1.4.6-1. Photographies d'une antenne patch microruban extensible composée d'un conducteur flexible AgNW / PDMS: (a) détendu, (b) plié, (c) tordu et (d) enroulé [94]

Aussi, des antennes patchs brodées avec des fils textiles conducteurs ont été soumises à des contraintes mécaniques et d'humidité dans l'étude de Shakhirul *et al.* [95]. Ces antennes fonctionnent sur une large bande (3,1-10,6 GHz) avec des pertes de retour de l'ordre de 10 dB. Lorsqu'elles ont été soumises à des flexions allant de 20° à 80° et des conditions d'humidité allant d'une antenne sèche à une antenne totalement immergée, leurs performances ont été diminuées mais restent néanmoins utilisables.

Enfin, le lavage des e-textiles représente une part importante dans leurs dégradations, à cause des agressions chimiques dues à la lessive, mais aussi à cause de l'abrasion due aux mouvements rapides du tambour. Uz-Aman *et al.* ont publié une étude sur les problèmes liés au lavage de différentes électrodes développées par différents procédés (maille, tissage et broderie) [96].

Chapitre 2. Matériaux et méthodes

2	Matériaux et méthodes	56
2.1	Matériaux.....	56
2.1.1	Fils textiles conducteurs	56
2.1.2	Substrat textile.....	56
2.1.3	Modules électroniques.....	57
2.2	Mise en œuvre	59
2.2.1	Procédés.....	59
2.3	Conception.....	61
2.3.1	Logiciels de conception.....	62
2.3.2	Conception des modules électriques textiles	62
2.4	Caractérisations et tests	69
2.4.1	Matériels utilisés pour les caractérisations	70
2.4.2	Mesure de la résistance électrique des fils – Keythley	75
2.4.3	Microscope Optique et géométrie des fils textiles conducteurs	76
2.4.4	Mesure de l'impédance – Impédancemètre	77
2.4.5	Fréquence de résonance.....	79
2.4.6	Facteur de qualité	79
2.4.7	Mesure des paramètres de répartition (S) – Analyseur de réseaux vectoriels	80
2.4.8	Cartographie des champs électromagnétiques – ScanPhone®	82
2.5	Conclusion.....	83

2 Matériaux et méthodes

Au cours de mes recherches un large éventail de matériaux, de procédés de fabrication, de logiciels de conception et de méthodes de caractérisation a été utilisé. L'ensemble de ces éléments sont décrits dans cette partie. Dans un premier temps les éléments de conception et de fabrication sont détaillés, ensuite les méthodes de caractérisation et de test sont explicitées.

2.1 Matériaux

La fabrication de prototypes d'antennes et relais NFC textiles nécessite l'utilisation de seulement trois éléments. En effet, ils sont composés d'un substrat textile servant de support aux antennes et relais, d'un fil textile conducteur assurant le passage du courant et d'un fil de maintien, purement textile, qui permet de fixer le fil textile conducteur au substrat.

2.1.1 Fils textiles conducteurs

Les fils textiles conducteurs sont des éléments essentiels dans la réalisation de systèmes de transmission sans fil NFC textile. En effet, ce sont eux qui assurent le passage du courant et permettent les émissions de champs électromagnétiques induits. Inversement, ce sont eux qui capteront les champs électromagnétiques et les convertiront en courant. Trois fils textiles conducteurs ont été utilisés au cours de cette thèse. Ils se distinguent par leurs compositions et leurs titres.

Les fils « Silvertex[®] » du groupe AMANNTM sont des fils composés de multifilaments de polyamide recouvert d'argent. L'épaisseur de la couche d'argent est de l'ordre de quelques microns, par conséquent la résistance linéique (en $\Omega.m^{-1}$), c'est-à-dire la résistance électrique du fil pour un mètre, est assez élevée, environ $520 \Omega.m^{-1}$. Par contre, les propriétés mécaniques de ce fil sont très similaires à celles des fils textiles usuels, en effet son titre est de 120 Nm. Il est donc utilisable facilement dans tous les procédés de création textile.

Les fils « Shiedlex[®] » de l'entreprise StatexTM ont une composition et une structure similaire aux fils « Silvertex[®] ». Ils ont donc des propriétés électriques et mécaniques similaires.

Les fils « Datatrans[®] » de l'entreprise TibtechTM sont composés de multifilaments de polyester et de 4 filaments de cuivre retordus ensembles, le tout est ensuite recouvert de filaments de polyamide. Les filaments de cuivre ont un diamètre de 23 μm , la quantité de métal au sein du fil est donc largement supérieure à celle des fils « Silvertex[®] ». Par conséquent, leur résistance linéique est plus faible et est d'environ $4,5 \Omega.m^{-1}$. En revanche, leur flexibilité et élasticité sont grandement diminuées, ce qui les rend difficiles à utiliser dans les procédés textiles. En effet, ils supportent seulement 4% d'élongation.

2.1.2 Substrat textile

Le support des fils conducteurs constitue le deuxième élément textile utilisé au cours de cette thèse. Il s'agit d'un tissu de toile à patron couramment utilisé pour la broderie. Il est composé à 100% de coton et de $205 g.m^{-2}$ de masse surfacique. Ce matériau a été choisi car il est très adapté au prototypage des

broderies. De plus, dans le cadre du projet ANR CONTEXT qui vise à développer la connectivité dans l'habillement, les caractéristiques de ce tissu ressemblent à celle d'un denim ou d'une veste.

2.1.3 Modules électroniques

Au cours de cette thèse de doctorat, divers éléments électroniques ont également été utilisés. Ils ont tout d'abord permis de compléter l'électronique textile afin d'apporter les propriétés nécessaires à la réalisation d'antenne NFC et aussi à réaliser des mesures de caractérisation électromagnétique des différents prototypes.

Dans un premier temps, des capacités ont été associées à des circuits électriques textiles, afin de créer des circuits RLC. Il s'agit de petits composants ayant une capacité définie, dans ce cas de l'ordre de quelques dizaines de pF. Une photo de condensateur est présentée en **Figure 2.1.3-1**.

Ensuite, des composants électroniques laissant le courant passer dans un seul sens, appelés diodes, ont été utilisés pour réaliser des ponts de Graetz (ou pont de diodes). Ces dispositifs permettent de redresser un courant alternatif en courant continu. Aussi, des diodes électroluminescentes (DEL ou LED), montré en figure 6 (b), ont permis de mettre en évidence le transfert d'énergie électrique.

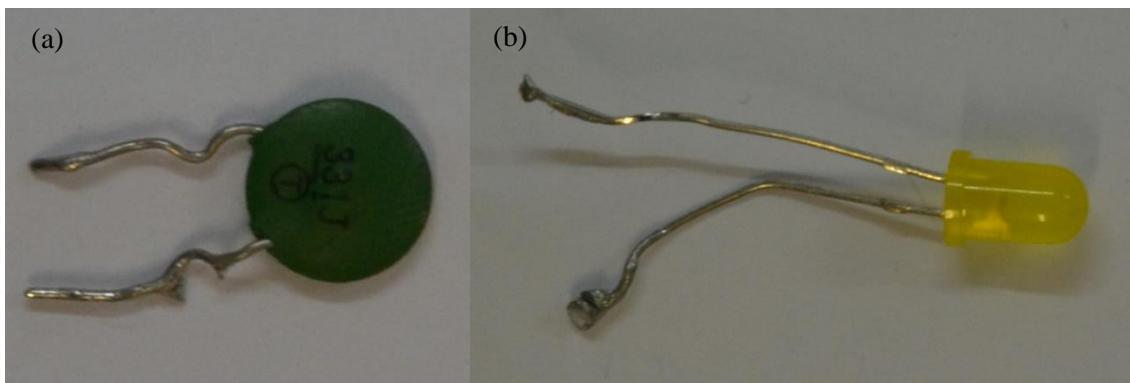


Figure 2.1.3-1. (a) Condensateur et (b) Diode électroluminescente

Aussi, une carte X-nucleo-NFC04A1 de l'entreprise ST Microelectronics™, montrée en **Figure 2.1.3-2**, a été utilisée pour réaliser des preuves de concept de transmission de données avec les prototypes textiles. Il s'agit d'une antenne NFC (conducteur sur PCB-FR4) associée à un circuit électronique et un tag.

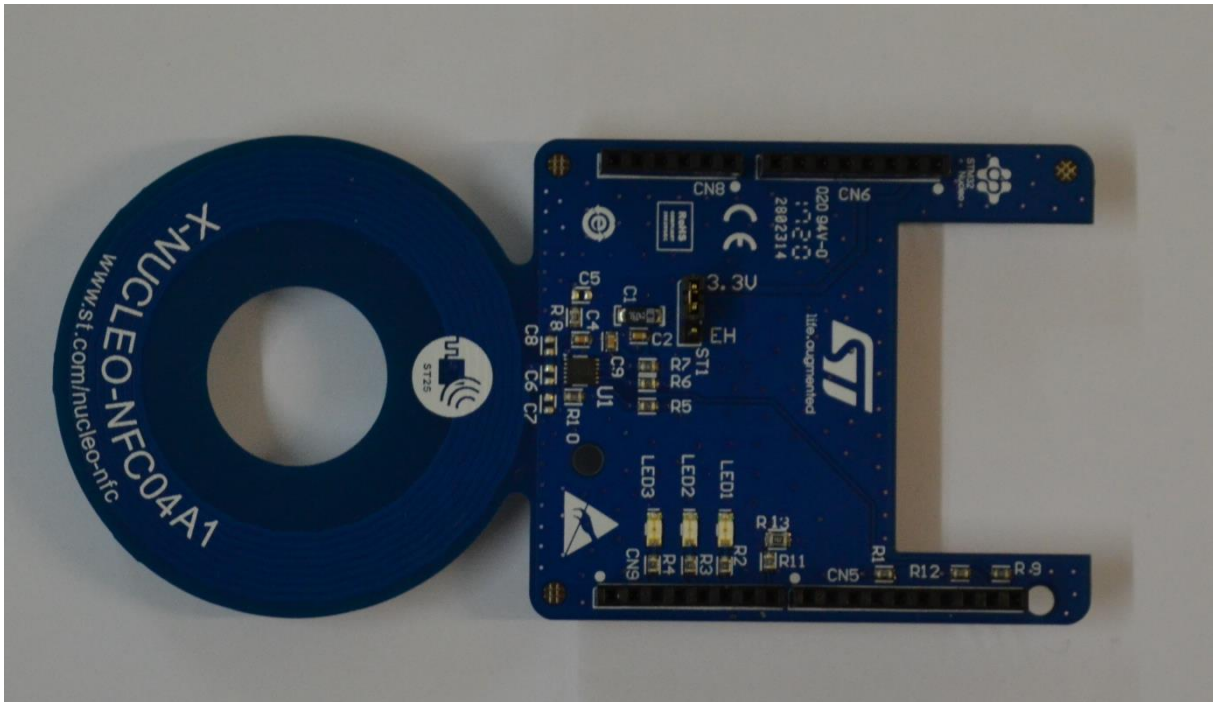


Figure 2.1.3-2. Carte X-Nucleo-NFC04A1.

De plus, une carte Arduino Uno™, montrée en **Figure 2.1.3-3**, a permis de coder des informations sur le tag X-nucleo-NFC afin qu'il puisse communiquer avec les prototypes textiles.

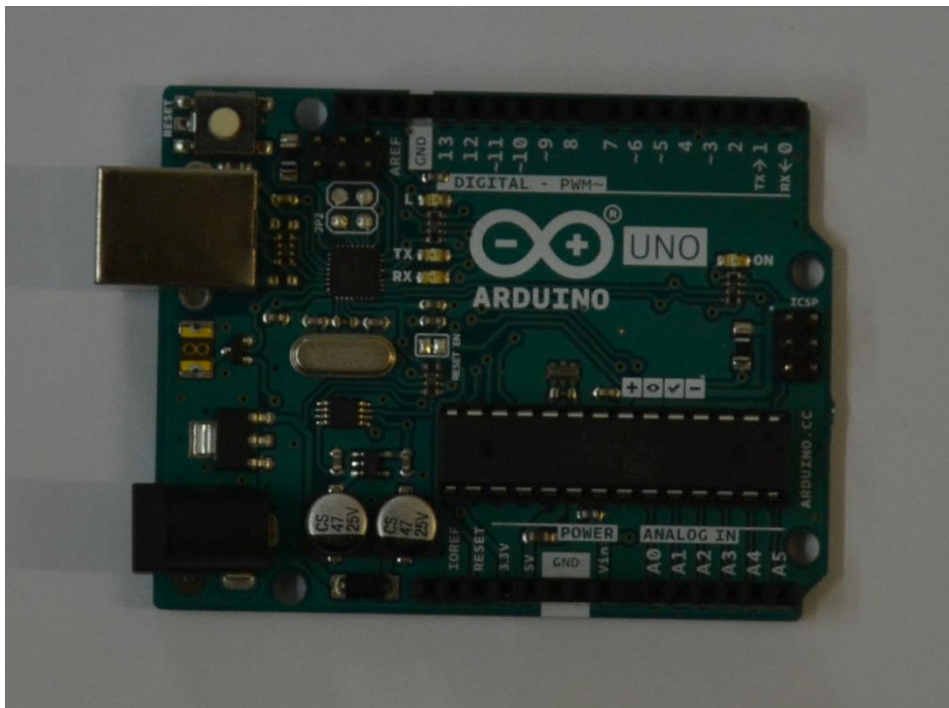


Figure 2.1.3-3. Carte Arduino UNO

Finalement, l'alimentation en signal alternatif des différents circuits électriques, textiles ou non, peut s'effectuer grâce à un générateur basse fréquence (GBF), ici un Agilent™ 34401A. Il permet d'envoyer un signal sinusoïdal, carré ou triangle à une fréquence comprise entre quelques Hz et 15 MHz, l'amplitude du signal pouvant être modifiée.

2.2 Mise en œuvre

2.2.1 Procédés

Les nombreux matériaux évoqués dans la partie précédente ont nécessité différentes mises en œuvre, tant au niveau du textile que de l'électronique. La partie suivante décrit ces procédés et comment ils ont été appliqués aux matériaux afin de réaliser les objectifs de cette thèse de doctorat.

2.2.1.1 Broderie

Parmi les nombreuses technologies textiles dont dispose le laboratoire Gemtex, c'est le procédé de broderie qui a été choisi, pour mettre en œuvre les fils conducteurs textiles sur le substrat. Ce procédé a pour avantage de déposer un fil textile de manière précise, répétable et rapide. Il permet également d'utiliser des fils textiles conducteurs et de réaliser la plupart des formes géométriques avec une précision de l'ordre de 0,5mm.

La brodeuse ZSK, en photo dans la **Figure 2.2.1-2**, est composée d'une aiguille effectuant des mouvements verticaux servant à déposer le fil de broderie sur le support textile. Elle est également composée d'un plateau effectuant des mouvements dans le plan perpendiculaire à la direction du mouvement de l'aiguille, sur lequel le support textile est fixé. Enfin, elle contient une canette avec une bobine de fil de canette servant à fixer le fil de broderie, elle effectue un mouvement rotatif et possède un petit crochet permettant d'attraper le fil de broderie.

Le principe de fonctionnement du procédé, schématisé sur la **Figure 2.2.1-1**, est le suivant :

- L'aiguille s'abaisse afin de déposer le fil de broderie sur le support textile (1).
- Une fois que l'aiguille a traversé le support pour atteindre la canette, celle-ci tourne afin d'attraper le fil de broderie (2).
- L'aiguille remonte pendant que la canette continue de tourner afin de faire passer le fil de broderie autour du fil de canette. Ce dernier va servir à fixer le fil de broderie au support (3).
- Le plateau bouge pour créer le motif et un nouveau cycle recommence (4)

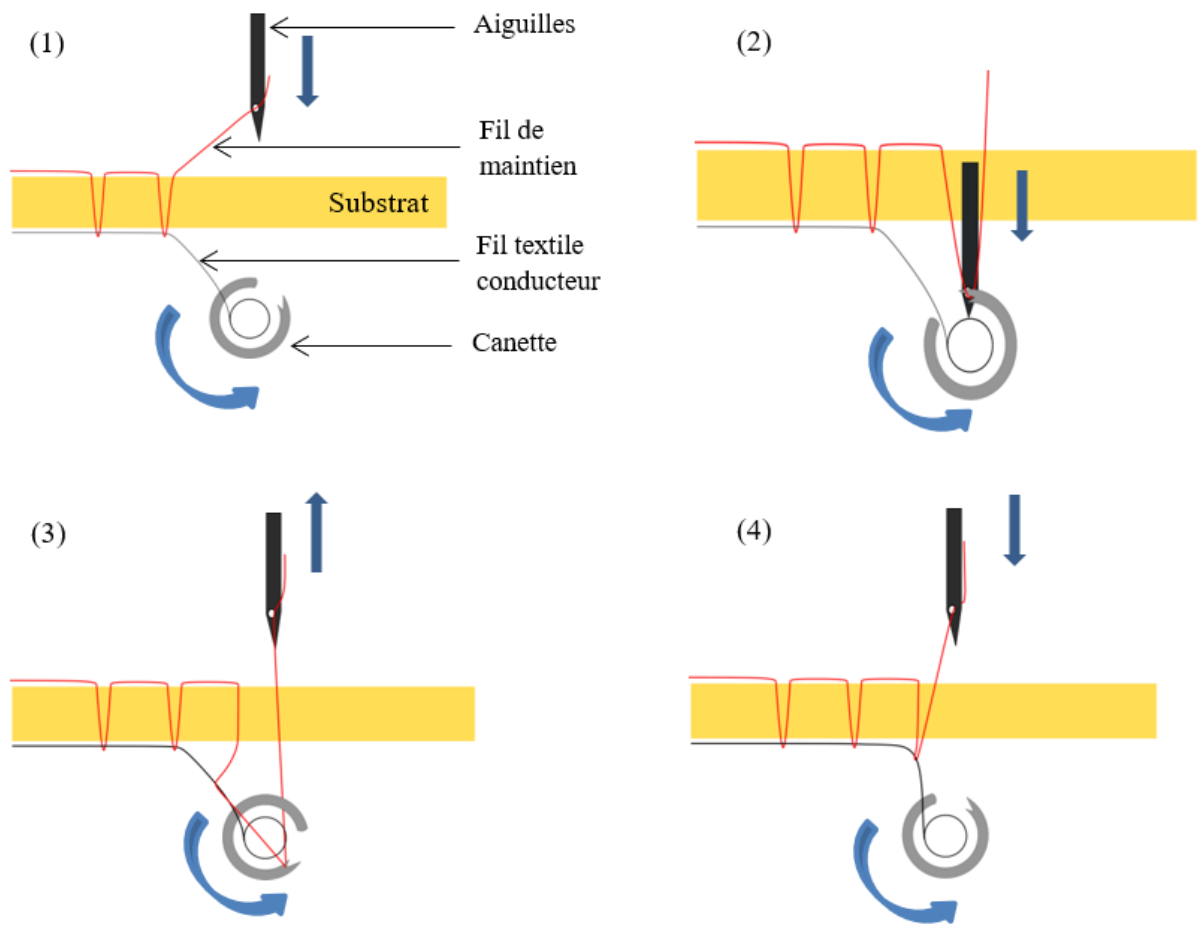


Figure 2.2.1-1. Principe de fonctionnement schématique d'une brodeuse textile

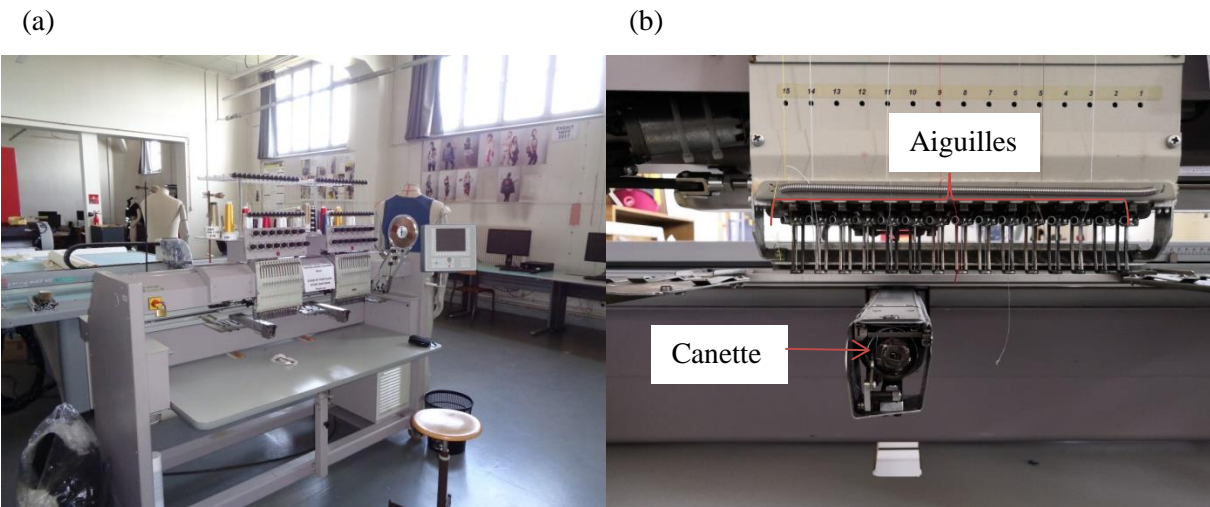


Figure 2.2.1-2 – (a) Brodeuse textile ZSK et (b) son bloc "aiguilles + canette"

La broderie possède l'avantage d'appliquer des motifs complexes sur tous les types de substrats textiles. Les motifs sont d'abord créés numériquement via le logiciel propriétaires GisBac, puis envoyés sur la machine pour la réalisation de l'échantillon. La vitesse de couture peut atteindre 1200 coups/minute.

En contrepartie, les contraintes mécaniques exercées sur les fils de couture et de cannette sont importantes, en raison de la vitesse de l'aiguille et des mouvements imposés. Les fils employés doivent donc être flexibles et résistants, ce qui est souvent incompatible avec les fils métalliques.

Subséquentement, le nombre de fils textiles conducteurs utilisables par ce procédé est réduit. Comme expliqué dans la partie précédente, les fils présentant de bonnes caractéristiques mécaniques sont en général moins bons conducteurs.

2.2.1.2 Lavage

Enfin, les antennes NFC textiles développées dans cette thèse sont destinées à la communication autour du corps humain, donc à l'habillement. Ainsi, le lavage de ces dispositifs est une question à ne pas négliger. C'est pourquoi les différents prototypes ont été lavés avec une machine domestique Miele™ W3240 en utilisant deux cycles différents : les cycles « soie » et « express », dont les caractéristiques sont détaillées dans le **Tableau 2.2.1-1**. Les échantillons ont été lavés avec une lessive liquide Total Xtra® dosée à 2 g.L⁻¹ et une charge totale de machine à 2 kg [100].

Tableau 2.2.1-1. Durée de fonctionnement des étapes de lavage pour les cycles Express et soie [100]

Durée (min :sec)										
Programme	Temps total	Vitesse de rotation du lavage (RPM)	Fonction							
			Lavage		Rinçage		Rotation		Marche	Arrêt
			Marche	Arrêt	Marche	Arrêt	Marche	Arrêt		
Express	34 :43	38.5	8 :39	5 :22	6 :41	6 :10	2 :45	00 :10	00 :10	04 :46
Soie	35 :41	15	5 :37	17 :13	03 :18	08 :22	00 :00	00 :00	00 :00	01 :11

2.3 Conception

Les antennes et relais NFC textiles sont des circuits composés de trois modules électriques : une résistance, une inductance (bobine), et une capacité (condensateur). Chaque élément a donc été conçu indépendamment avant d'être assemblé. La conception des antennes et relais passe également par l'utilisation des logiciels informatiques permettant le design, la simulation et la communication avec les machines de production.

2.3.1 Logiciels de conception

2.3.1.1 Inkscape™

Tout d'abord, la création du design des antennes NFC textiles est réalisée grâce à Inkscape™. Il s'agit d'un logiciel de dessin vectoriel qui permet la création de motifs géométriques exportables sous différents formats. Cet outil a servi à dessiner les antennes et relais NFC textiles ayant des caractéristiques géométriques précises, notamment en ce qui concerne le rayon des boucles, la longueur des lignes de transmission et de l'écartement entre deux lignes de courant. Le fichier ainsi produit est ensuite converti au format « métafichier amélioré » afin d'être utilisable par un autre logiciel dédié à la broderie.

2.3.1.2 GisBac (broderie)

Les dessins vectoriels créés à partir d'Inkscape™ sont ensuite utilisés comme support pour le logiciel GisBac associé à la brodeuse industrielle ZSK. Il permet de transformer le dessin vectoriel créé au préalable en points de broderie, sous un format qui sera utilisable par la machine afin de réaliser le prototype. Ce logiciel a donc été utilisé pour générer des points de broderie aux caractéristiques voulues selon les vecteurs composant l'image précédente.

2.3.1.3 LTspice

Les prototypes réalisés au cours de cette thèse sont des circuits RLC dont les caractéristiques électriques doivent être maîtrisées afin d'être utilisables pour des applications NFC. Le logiciel LTspice permet de réaliser des simulations numériques des propriétés des circuits à partir de leurs schémas électriques et des valeurs des différents composants, en l'occurrence leurs inductances, capacités et résistances. Ce logiciel est utilisé afin de prévoir notamment la fréquence de résonance et le facteur qualité des futures antennes NFC textiles. Même s'il ne s'agit que de simulations qui ne reflètent pas totalement la réalité, elles permettent néanmoins d'orienter le prototypage.

2.3.1.4 HFSS

Enfin, le logiciel HFSS est un autre logiciel de simulation numérique. Contrairement à LTspice, il permet de modéliser tout type de conducteur (propriété et forme) afin de simuler ses émissions dans l'espace des champs électromagnétiques résultant d'un passage de courant en son sein. La complexité des fils textiles conducteurs n'autorise pas une modélisation précise de la réalité mais, comme pour LTspice, ce logiciel permet d'établir un modèle permettant d'orienter le prototypage.

2.3.2 Conception des modules électriques textiles

2.3.2.1 Les résistances électriques avec les matériaux textiles

Une résistance est un élément présent dans un circuit électrique qui a pour effet de s'opposer au passage du courant. En pratique tous les conducteurs sont plus ou moins résistifs, y compris les métaux tels que l'or ou le cuivre. Concernant les matériaux textiles conducteurs, ils sont composés d'un mélange

de conducteurs et de diélectriques, par conséquent leurs résistances sont supérieures aux conducteurs usuels.

La résistance électrique dans les matériaux textiles est amenée directement par le biais des fils conducteurs textiles qui peuvent être caractérisés par leurs résistance linéique en $\Omega.m^{-1}$. Ainsi la résistance d'un circuit dépend de la longueur de fil textile conducteur utilisée.

Il existe déjà sur le marché des fils textiles conducteurs pouvant être utilisés par les procédés textiles industriels. Une sélection de trois différents fils pouvant être utilisés en broderie a été établie afin de déterminer le meilleur candidat à l'application souhaitée. Cependant, la résistance linéique ($\Omega.m^{-1}$) des fils textiles conducteurs est nettement supérieure à celle des conducteurs traditionnels.

2.3.2.2 Les inductances textiles

Il existe de nombreux moyens de réaliser des inductances avec les matériaux textiles. Afin que les systèmes développés puissent être facilement portables autour du corps, une géométrie à 2 dimensions a été privilégiée. Cette conformation, combinée à l'emploi de fils textiles conducteurs a naturellement orienté le procédé de fabrication vers la broderie. Enfin, une géométrie de boucle circulaire, et non polygonale, a été choisie car il est difficile de maîtriser des angles aux faibles rayons de courbure avec une brodeuse et un fil contenant des filaments métalliques continus.

Une inductance est définie par de nombreux paramètres géométriques. Le procédé de broderie employé ici permet de faire varier les principaux : le diamètre des boucles, le nombre de spires et la distance entre deux lignes de courant [97].

Dans un premier temps, le choix de la géométrie de la bobine a été orienté vers une boucle circulaire plane comprenant Nb spires. Ce choix a été principalement motivé par la rapidité de la mise en œuvre et la répétabilité du prototypage. En effet, la réalisation d'angle dans le motif de la broderie est difficilement contrôlable, elle dépend de la tension des fils, réglable uniquement manuellement.

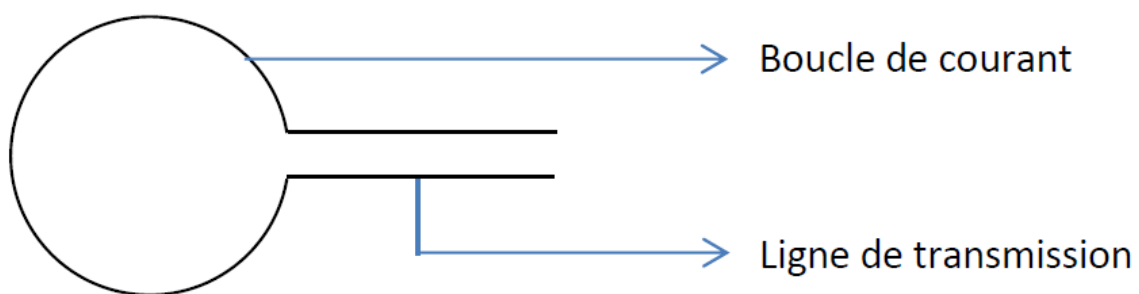


Figure 2.3.2-1 - Schéma d'une bobine boucle plane à une spire

Les bobines boucles planes textiles ont été conçues grâce au logiciel GisBac de ZSK. Elles ont ensuite été produites par une machine de broderie ZSK semi-industrielle. Le logiciel permet de dessiner des motifs aux dimensions souhaitées de façon précise, notamment grâce à l'importation d'image vectorielle, réalisée avec le logiciel InkScape™, comme base de dessin. Cependant, la précision

mécanique de la machine n'est pas aussi fine, elle peut être estimée à 1 mm. Une photo d'une bobine circulaire plane textile à 8 spires et de 40 mm de rayon extérieur est présentée en **Figure 2.3.2-2**.

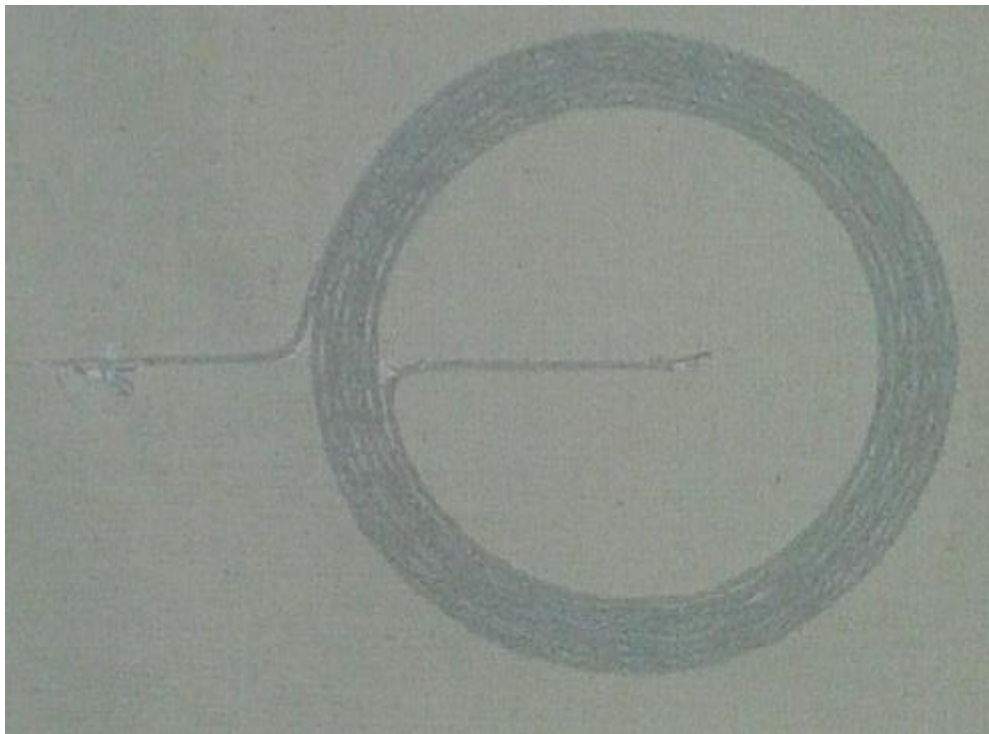


Figure 2.3.2-2. Prototypé de bobine circulaire plane textiles de 8 spires et de 40 mm de rayon extérieur

2.3.2.3 Les capacités électriques en matériaux textiles

Une capacité (ou condensateur) est une structure électrique composée de deux surfaces conductrices proches séparées par un isolant. Elle est définie par le rapport entre la charge électrique (en C) des surfaces et de leurs différences de potentielle (en V).

En pratique, les capacités peuvent être définis proportionnellement au rapport de la surface des conducteurs (en m^2) sur la distance qui les séparent (en m). Pour réaliser des capacités en matériaux textiles il est donc nécessaire d'apporter une grande quantité de conducteurs textiles isolée électriquement et proche.

C'est l'accumulation de conducteurs présent dans les fils qui permettra d'obtenir une capacité, à condition qu'ils soient isolés électriquement entre eux. Cependant, la faible quantité d'éléments conducteurs et la distance relativement élevée entre eux ne permet pas d'obtenir des capacités élevées. C'est donc grâce à la longueur des lignes de courant qu'il sera possible d'augmenter cette valeur.

Encore une fois, le fil textile conducteur Datatrans[®] est le meilleur candidat pour réaliser des capacités textiles car il présente la plus grande quantité de conducteur en son sein et possède une gaine extérieure diélectrique.

Ainsi, l'utilisation de plusieurs fils superposés dans une ligne de courant permet d'augmenter sa capacité (en F). De même, une augmentation de la longueur l (en mm) d'une ligne courante améliore sa

capacité (en F). Enfin, en plaçant deux lignes de courant proches, leurs interactions l'une sur l'autre va également créer une capacité (en F) qui dépendra de l'écartement d (en mm) entre elles. Cette interaction va s'exercer au sein de la bobine plane (entre deux spires) et au niveau de la ligne de transmission. Ces trois paramètres constituent des variables d'ajustement des capacités électriques en matériaux textiles.

2.3.2.4 Les antennes NFC textiles

Les antennes NFC textiles sont des circuits RLC dont la résistance R (en Ω) vient de la résistance linéique ($\Omega.m^{-1}$) des fils textiles conducteurs, l'inductance L (en H) vient de la géométrie de la structure en bobine circulaire plane et la capacité C (en F) vient du faible écart entre deux lignes de courant.

Les prototypes d'antennes NFC textiles ont été réalisés par un procédé de broderie et sont constitués d'une bobine plane circulaire pouvant être reliée à une ligne de transmission. La **Figure 2.3.2-3** représente schématiquement des antennes NFC textiles avec et sans ligne de transmission. La ligne de courant constituant les antennes a été réalisée par la superposition de trois fils textiles conducteurs Datatrans®. Ce fil a été utilisé en fil de canette en raison de son diamètre important et de sa faible déformabilité.

L'antenne NFC textile développée peut être connectée à une ligne de transmission, c'est-à-dire que des lignes de courant de longueur donnée peuvent être ajoutées au début et à la fin de la bobine. En raison de la capacité électrique (en F) et de la résistance linéique ($\Omega.m^{-1}$) d'une structure constituée de deux lignes de courant proches, cette modification va entraîner des changements dans les caractéristiques électriques du circuit.

Ces designs sont ensuite transposés sur le logiciel GisBac afin d'être utilisables par la brodeuse. Les paramètres tels que l'écartement entre deux points x (en mm), la largeur de la ligne y (en mm), la vitesse de broderie (coups.min⁻¹), l'écartement entre les lignes de courant d (en mm), le nombre de spires Nb et la longueur de la ligne de transmission ont été choisis d'après les résultats obtenus lors des essais sur les résistances, inductances et capacités textiles. le **Tableau 2.3.2-1** présente les paramètres de broderie, tandis que des photos des prototypes sont présentés en **Figure 2.3.2-4**

Tableau 2.3.2-1. Valeurs des paramètres de broderie utilisés pour le prototypage des antennes NFC textiles

Antennes	Ecartement des points (mm)	Largeur de la ligne (mm)	Vitesse (points/min)	Nombre de spires	Ecartement entre les lignes de courant (mm)	Longueur ligne de transmission (mm)
Sans ligne de transmission	3	0,5	400	12	0,75	0
Avec ligne de transmission	3	0,5	400	6	0,75	200

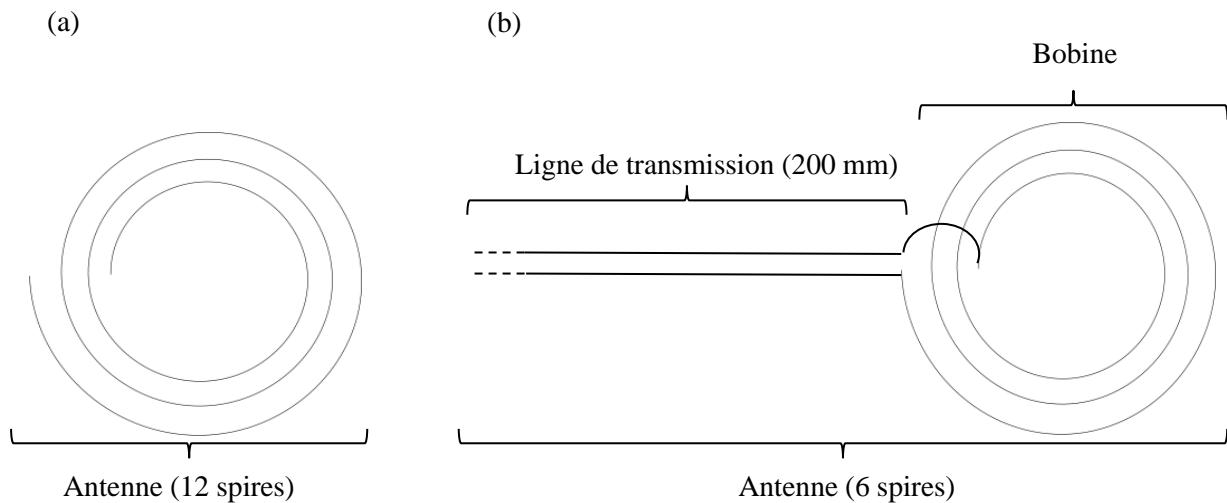


Figure 2.3.2-3. (a) Schéma de la géométrie de l'antenne NFC textile (a) sans et (b) avec ligne de transmission

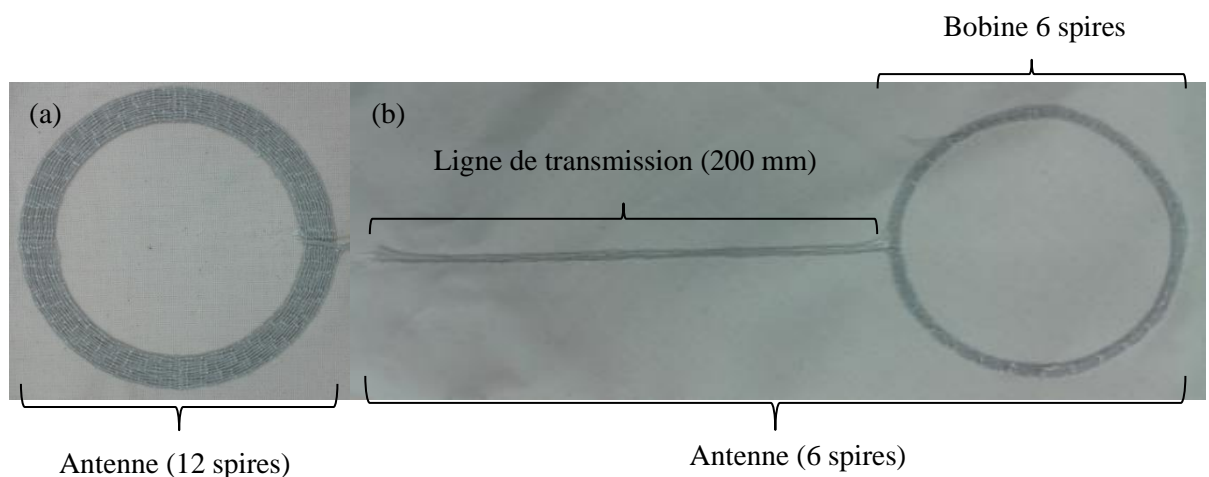


Figure 2.3.2-4. Prototypes d'antennes NFC textiles (a) sans et (b) avec ligne de transmission

2.3.2.5 Les relais NFC textiles

Les relais NFC textiles sont des structures composées d'antennes NFC textiles associées de manière symétrique (axiale ou centrale) pour former un circuit fermé. La **Figure 2.3.2-5** montre le schéma de relais NFC textiles à deux et trois antennes.

L'objectif de ces relais est de transmettre un champ magnétique entre ses deux extrémités. Ils permettent de capter un champ magnétique pour le transformer en courant électrique grâce une première antenne. Ce courant électrique est ensuite retransformé en champ magnétique par les autres antennes présentes dans la structure.

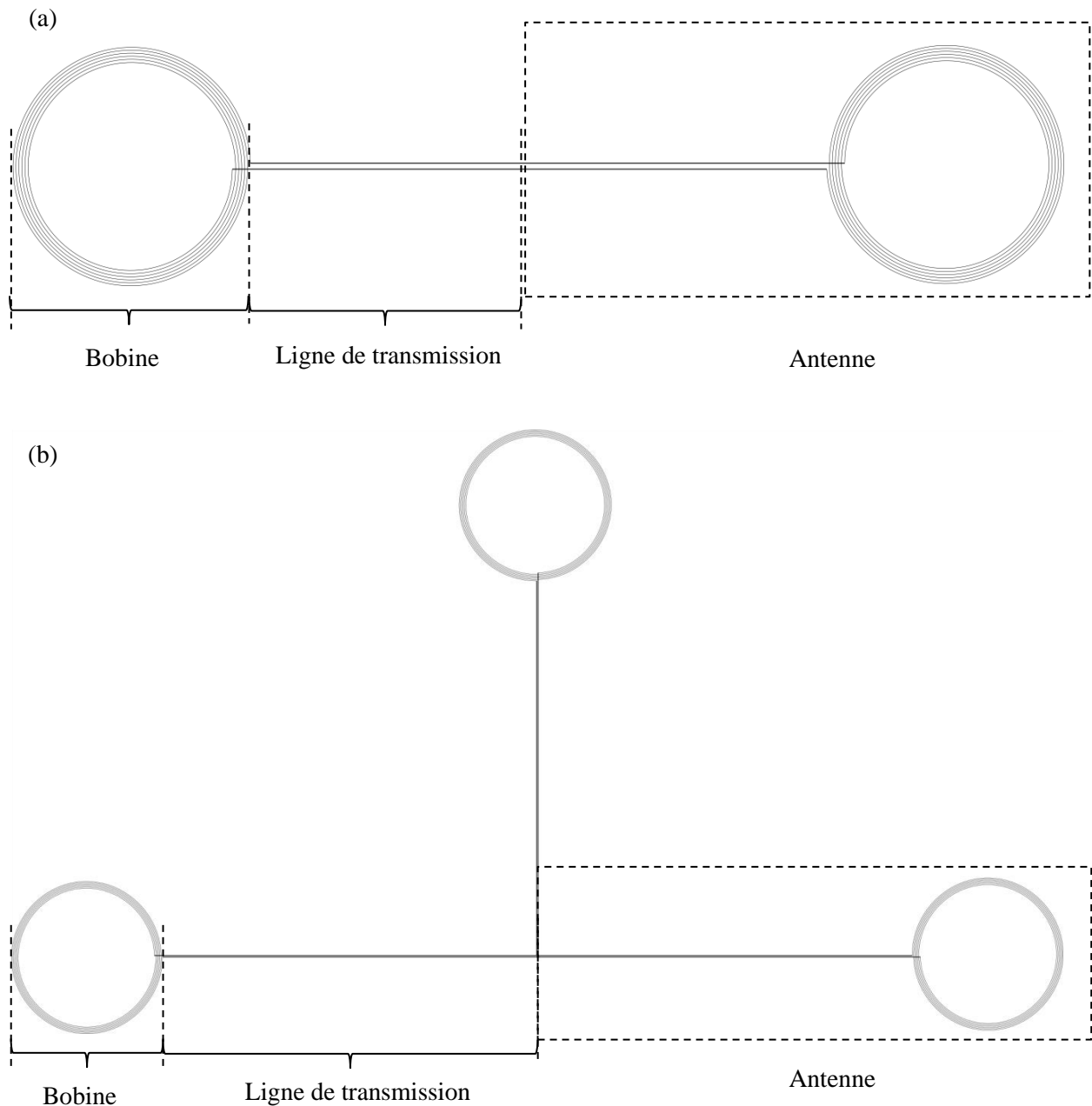


Figure 2.3.2-5. Schéma des prototypes de relais NFC textile composés de (a) deux et (b) trois antennes de 40 mm de rayon extérieur, de 6 spires et d'une ligne de transmission de 200 mm

Les relais NFC textiles ont été réalisés par le procédé de broderie décrit dans la section 2.2.1. Ils sont composés d'une seule ligne de courant, réalisée par la superposition de trois fils textiles conducteurs Datatrans®.

Comme le fils Datatrans® est utilisé en fils de canette, la longueur de fil disponible est limitée à environ 5500 points de broderie espacés de 3 mm, c'est-à-dire 16,5 m. Cette limitation permet de réaliser des prototypes de relais à trois antennes maximums avec les dimensions fixées, qui représentent une longueur de fil utilisée d'environ 16,2 m pour les relais à trois antennes avec une ouverture de 150 mm, car la ligne de courant doit être continue au sein de la structure. Un rechargement de la canette n'est donc pas envisageable en cours de prototypage. Des photos de prototypes de relais NFC textiles à deux et trois antennes sont montrées en **Figure 2.3.2-6**.

Une petite longueur supplémentaire est également ajoutée en début et fin de broderie afin de pouvoir souder un connecteur SMA ou fermer le circuit par soudure.

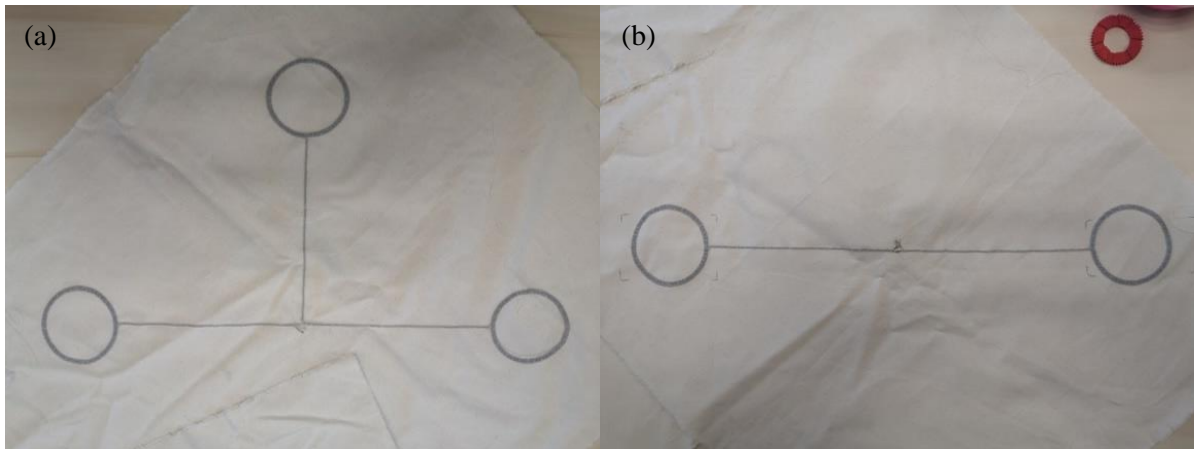


Figure 2.3.2-6. Prototypé de relais NFC textiles à (a) 3 et (b) 2 antennes

2.3.2.6 Les relais NFC textiles sans soudure

Le relais NFC textile sans soudure (ou intégral), est un relais NFC textile dont la soudure faite pour fermer le circuit (entre le début et la fin de la ligne de courant) a été remplacée par deux lignes de courant rectilignes proches, formant une capacité électrique en matériaux textiles. La structure ne comporte donc plus de points de soudure et présente l'avantage d'être directement utilisable en sortie de machine.

La nouvelle capacité électrique est appelée capacité d'ouverture $C_{ouverture}$. Sa valeur peut être influencée par le nombre de fils superposés au sein de la ligne de courant, l'écartement entre elles et leurs longueurs. Elle est réalisée sur le même principe que les capacités électriques en matériaux textiles. Une représentation schématique de la nouvelle structure est présentée en **Figure 2.3.2-7**.

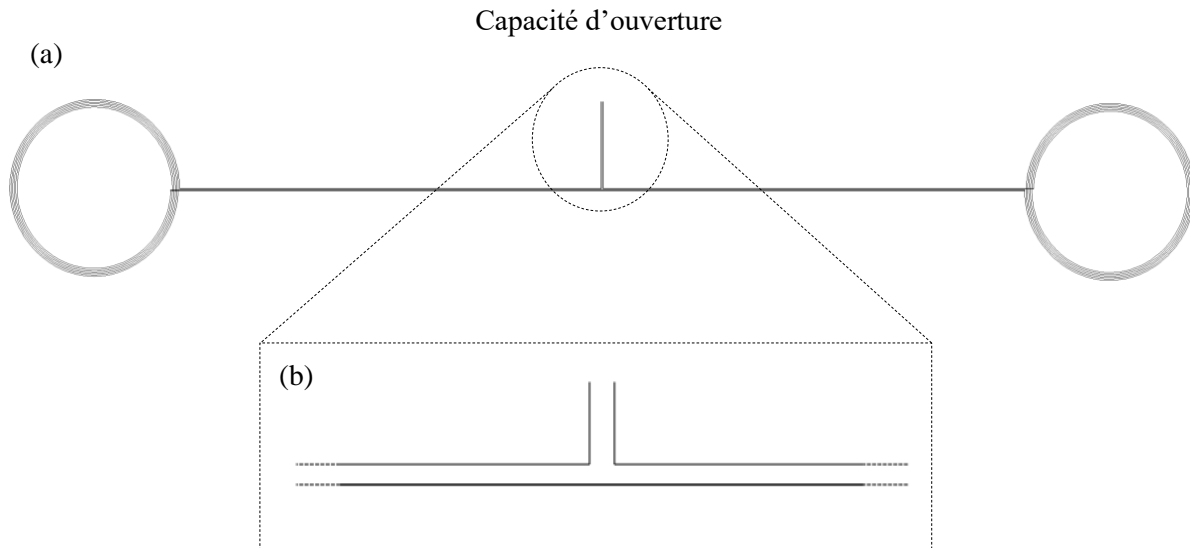


Figure 2.3.2-7. (a) Schéma du relais NFC textiles intégrale à deux antennes avec (b) un zoom sur la capacité d'ouverture

Les relais NFC textiles sans soudure ont été réalisés en utilisant le procédé de broderie, avec une ligne de courant composée de trois fils Datatrans[®] superposés. En raison des limitations de quantité de fils textiles conducteurs sur la canette, le nombre d'antennes maximum au sein des relais est de trois. Pour la même raison, la longueur des lignes de courant qui composent la capacité d'ouverture dans un relais à trois antennes ne peut pas dépasser 150 mm. La **Figure 2.3.2-8** présente un prototype de relais NFC textile sans soudure à deux antennes.



Figure 2.3.2-8 Prototype de relais NFC textile intégrale composé de deux antennes, de 6 spires de rayon extérieur de 40 mm, d'une ligne de transmission de 200 mm et d'une longueur de capacité d'ouverture de 30 mm

2.4 Caractérisations et tests

La caractérisation d'échantillons occupe une place importante dans l'étude et le développement des antennes et relais NFC textiles. Ce sont principalement les propriétés électriques et électromagnétiques qui ont été étudiées au cours de cette thèse. Par conséquent, de nombreux appareils de mesures ont été utilisés en suivant des protocoles adéquats, décrits ci-après. Aussi, l'ensemble des mesures ont été effectuées sur des échantillons à plat.

2.4.1 Matériels utilisés pour les caractérisations

2.4.1.1 Connectiques

Les connectiques sont des éléments qui assurent la liaison entre le textile et les dispositifs électroniques comme les capteurs et actionneurs mais aussi les appareils de mesure. Ces connexions sont des points critiques et peuvent perturber les mesures en ajoutant des biais dans les caractéristiques intrinsèques des circuits mesurés. Aussi, les connectiques employées sont différentes lorsqu'on se place dans le cadre d'un signal continu ou alternatif

2.4.1.1.1 Signal continu

Il est possible d'utiliser des pinces « crocodiles » qui viennent s'accrocher à un fil ou à une surface conductrice textile pour connecter les circuits électriques textiles aux appareils de mesure. Ce système présente l'avantage d'être amovible et facile à mettre en place. Par contre, les points de contact électriques avec le textile sont difficilement maitrisables et reproductibles, surtout lorsqu'elles sont utilisées sur un seul fil.

Pour des fils uniques ou des filaments, des pinces « grippes fils » ont été utilisées. Ces pinces fonctionnent sur le même principe que les pinces « crocodiles », à la différence que le système d'accroche est composé de deux filaments métalliques rigides, ce qui permet une meilleure connexion dans le cas de fils seuls. Ces dispositifs sont montrés en **Figure 2.4.1-1**.



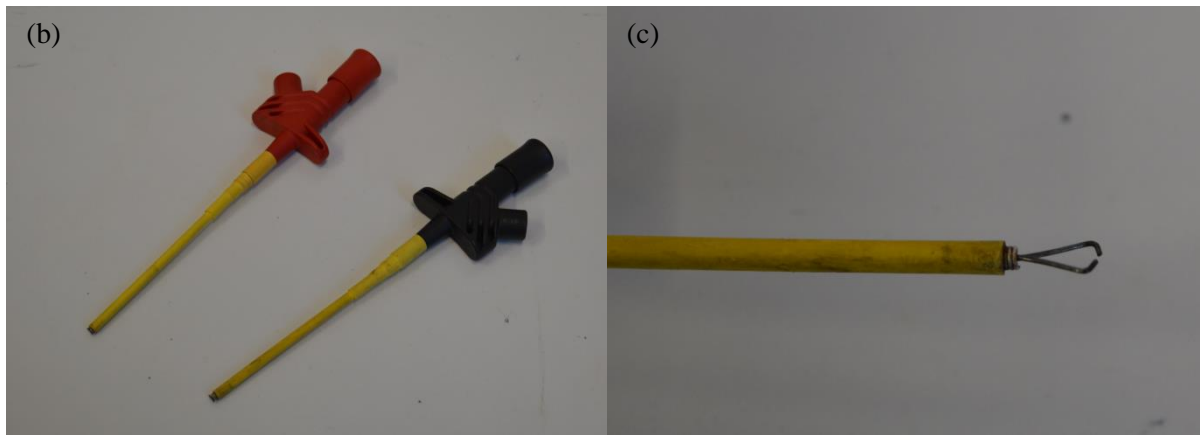


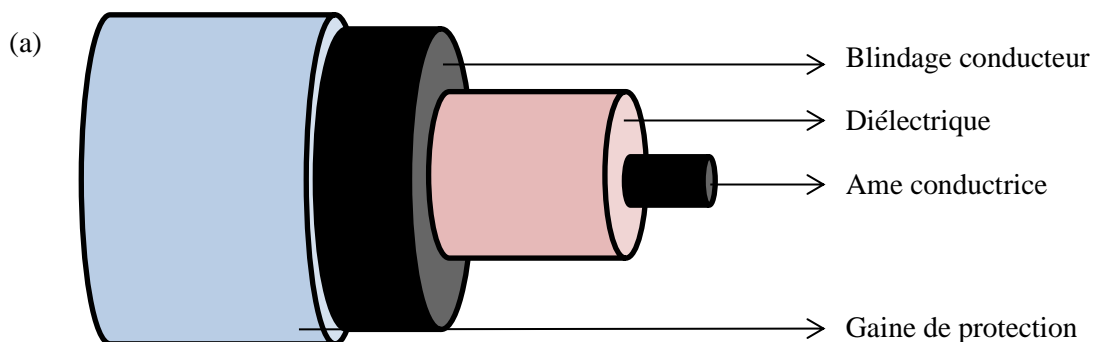
Figure 2.4.1-1. (a) Pince « crocodile ». (b) Pinces griffe fil et (c) un zoom sur le système d'accroche

Enfin, une fois le circuit textile connecté, des câbles conducteurs classiques de laboratoire sont utilisés pour relier le circuit à l'appareil de mesure ou à l'alimentation.

2.4.1.1.2 Signal alternatif

Les circuits alimentés par des signaux alternatifs sont plus complexes à étudier que ceux placés en signal continu, car tous les éléments de connectiques et de câblage sont sensibles à la fréquence du signal. Il est donc nécessaire d'utiliser du matériel adapté.

Tout d'abord, un signal est alternatif lorsqu'il change de sens périodiquement au sein du circuit. Les câbles habituels de laboratoire ne sont donc plus recommandés car ils peuvent entraîner des champs électromagnétiques induits parasites lorsqu'un courant les traverse. Il est donc nécessaire d'utiliser des câbles coaxiaux qui sont composés d'une âme et d'une couche externe conductrice, séparée par un diélectrique comme le montre le schéma de la **Figure 2.4.1-2** (a). Les câbles qui sont utilisés possèdent une impédance de 50Ω . Deux types de câbles coaxiaux ont été utilisés en fonction de l'appareil auquel ils sont reliés : les câbles possédant des sorties BNC (Bayonet Neil-Concelman) et les câbles possédant des sorties SMA (Sub-Miniature version A), présentés en **Figure 2.4.1-2** (b) et (c), respectivement.



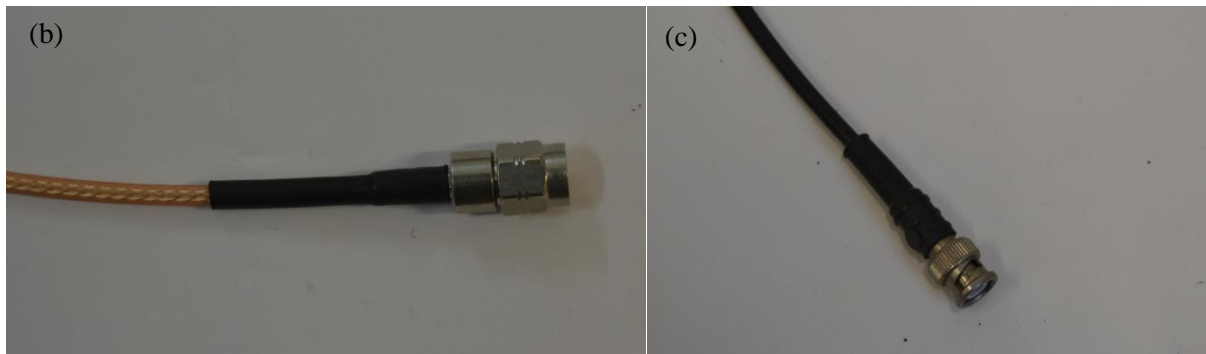


Figure 2.4.1-2. (a) Schéma d'un câble coaxial. (b) Une sortie SMA et (c) une sortie BNC

Certains instruments de caractérisation électromagnétique nécessitent une calibration particulière du fait de l'importance de la fréquence du signal dans la mesure. Par conséquent, une connectique peu sensible aux changements fréquentiels doit être employée. De plus, elle doit être adaptée aux câbles coaxiaux utilisés. De manière usuelle, ces appareils sont calibrés pour les connecteurs SMA. Il s'agit de petites pièces métalliques créées sur un modèle similaire aux câbles coaxiaux (âme/diélectrique/couche externe/gaine). Elles possèdent des broches de connexions d'un côté et un système de vis de l'autre. Les broches permettent d'assurer la connexion avec le circuit étudié et doivent être fixées par soudure, tandis que la vis permet de connecter le câble coaxial.

Enfin, il a également été nécessaire d'associer les différents types de câble et connecteurs entre eux dans certaines circonstances. C'est pourquoi des adaptateurs SMA mâle/BNC femelle, SMA femelle/BNC mâle et BNC femelle/pinces « crocodiles » ont été utilisés pour relier les différents éléments lorsque ceci était nécessaire. Ces trois adaptateurs sont montrés en photo dans la **Figure 2.4.1-3**. Cependant, ce sont principalement des connecteurs SMA, associés à des câbles coaxiaux, qui ont été utilisés car ils permettent des mesures plus fiables.



Figure 2.4.1-3. Adaptateurs (a) SMA mâle/BNC femelle, (b) SMA femelle/BNC mâle et (c) BNC femelle/pinces crocodiles

2.4.1.2 Mise en place de la connectique

La gestion des connectiques représente une difficulté supplémentaire dans l'étude des prototypes d'antennes et relais NFC textiles. En effet, il est nécessaire de trouver une solution pour transmettre le courant d'un conducteur classique vers un conducteur textile. De plus, pour que les mesures des appareils de caractérisation soient précises, les connecteurs et lignes de transmissions doivent être pris

en compte lors de la calibration de l'appareil de mesure. Dans le cadre de l'étude des bobines boucles planes, deux méthodes de connexion ont été explorées

Premièrement, des pastilles de fils conducteurs brodés ont été ajoutées dans la continuité des lignes de courant de la bobine boucle plane, selon le schéma de la **Figure 2.4.1-4**. Des pinces (par exemple crocodile) ont ensuite été fixées sur les pastilles pour assurer la transmission du courant. Ce système a pour avantage d'être robuste et facile à mettre en œuvre. Cependant, il nécessite l'utilisation de fils textiles conducteurs supplémentaires qui peuvent ajouter des capacités et des inductances parasites à la structure, ainsi qu'une augmentation de la résistance.

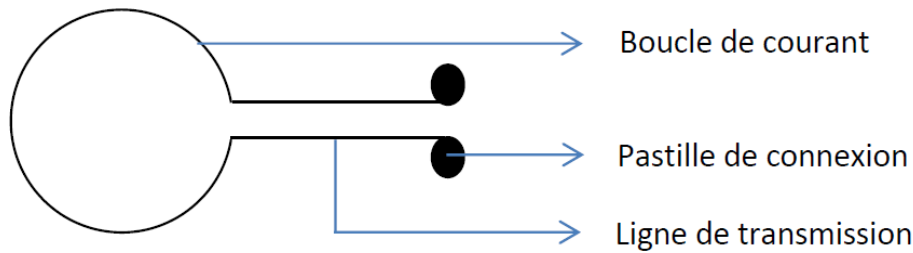


Figure 2.4.1-4. Schéma d'une bobine boucle plane à une spire possédant des pastilles de connexion

Ensuite, il est possible d'utiliser des connecteurs SMA pour assurer la connexion entre les appareils de mesure et les lignes de courant textiles. Les connecteurs SMA sont directement fixés sur les lignes de transmission de la bobine par soudure, comme le montre la photo de la **Figure 2.4.1-5**. Cette connectique a pour avantage de supprimer tous les fils superflus car il permet un branchement direct de l'appareil de mesure en coaxial. En revanche, sa mise en place est fastidieuse en raison de la difficulté à souder le connecteur SMA et les filaments conducteurs très fins faisant partie de la ligne de courant.

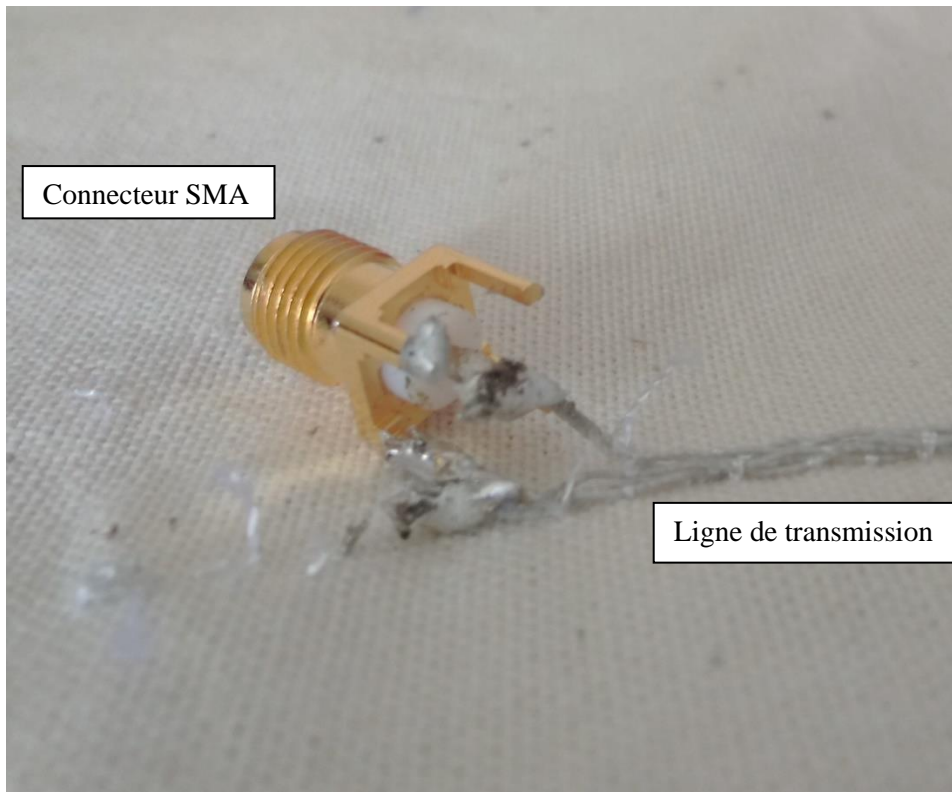


Figure 2.4.1-5. Connecteur SMA soudé à une antenne boucle à une spire et à un condensateur

La deuxième solution présente l'avantage de ne modifier que légèrement les caractéristiques du circuit. En effet, l'ajout d'un connecteur SMA apporte seulement une capacité de l'ordre de 3 pF alors que les modifications électriques en termes d'impédance liées aux pastilles sont difficilement maîtrisables. De plus, les équipements de mesure électrique sont calibrés pour les connecteurs SMA, ce qui rend les résultats plus fiables.

2.4.1.3 Antennes émettrices et sondes

Les mesures ou émission de champs électromagnétiques s'effectuent au moyen d'antennes. Différentes antennes boucles ont donc été utilisées pour caractériser les prototypes textiles. Elles sont composées d'une ou plusieurs boucles de cuivre gravées sur une plaque de PCB-FR4 (Printed Circuit Board – Flame resistant 4) associées à une capacité, variable ou non. Ces antennes possèdent des fréquences de résonance prédéfinies, afin d'effectuer des mesures de caractérisation électromagnétique ou d'alimenter les circuits NFC textiles. Les trois différentes antennes sont présentées en **Figure 2.4.1-6**.

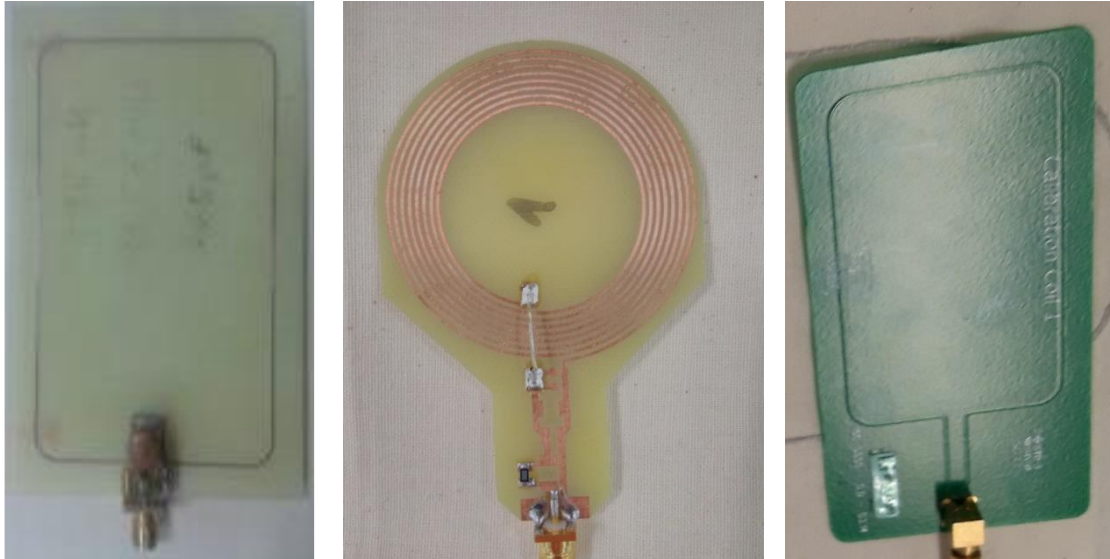


Figure 2.4.1-6. (a) Antenne d'alimentation à une spire accordée à 13,56 MHz, (b) antenne sonde à 8 spires non accordée à 13,56 MHz et (c) une antenne de calibration à une spire non accordée à 13,56 MHz

2.4.2 Mesure de la résistance électrique des fils – Keythley

La résistance électrique est une propriété fondamentale de tous conducteurs, cela vaut également pour fils textiles conducteurs. Plusieurs méthodes sont disponibles pour mesurer cette valeur, avec plus ou moins de précision.

Tout d'abord, un simple multimètre permet de mesurer la résistance d'un fil. Cette méthode est très rapide à mettre en œuvre car il suffit de connecter les deux bornes de l'appareil sur le dipôle pour lire la valeur directement sur l'appareil. Cependant cette méthode est très dépendante des points de contact entre le conducteur à évaluer et les bornes du multimètre, dans notre cas des pinces crocodiles ou grippes fils.

Ensuite, les boîtiers de conductivité électrique permettent également de mesurer la résistance d'un fil. Le boîtier utilisé ici est un Keithley™ 2461 Sourcemeter. L'appareil va injecter une tension continue augmentant au cours du temps entre ses bornes afin de mesurer l'intensité qui parcourt le fil. Il va ensuite tracer la droite d'évolution de l'intensité en fonction de la tension. Le coefficient directeur de cette droite représente la conductance G du fil, c'est-à-dire l'inverse de sa résistance ($G = \frac{1}{R}$). De plus, cet appareil permet d'utiliser la mesure 4 points qui permet de limiter l'impact des éventuels problèmes de connectiques et des résistances de contact. Elle consiste à alimenter le fil via deux bornes et à effectuer la mesure via deux autres bornes, comme expliqué dans la **Figure 2.4.2-1**. Dans le cas de fils textiles conducteurs, un dispositif particulier composé de huit cylindres métalliques superposés deux à deux, présenté en **Figure 2.4.2-2**, doit être utilisé.

Les matériaux testés lors de cette caractérisation sont les fils textiles conducteurs Silvertex®, Shieldex® et Datatrans®. Ensuite, dix échantillons par fil sont mesurés afin d'améliorer la précision des résultats.

La gaine de protection du fil Datatrans® en polyamide (diélectrique) ne permet pas d'établir une connexion électrique avec les cylindres, elle a donc été retiré avant d'effectuer les mesures.

Concernant le montage expérimental, les cylindres métalliques sont reliés deux à deux verticalement à l'aide d'un câble électrique classique. Chaque paire est ensuite connectée à l'appareil de mesure via les ports prévus à cet effet. Enfin, le fil textile conducteur est placé entre les cylindres.

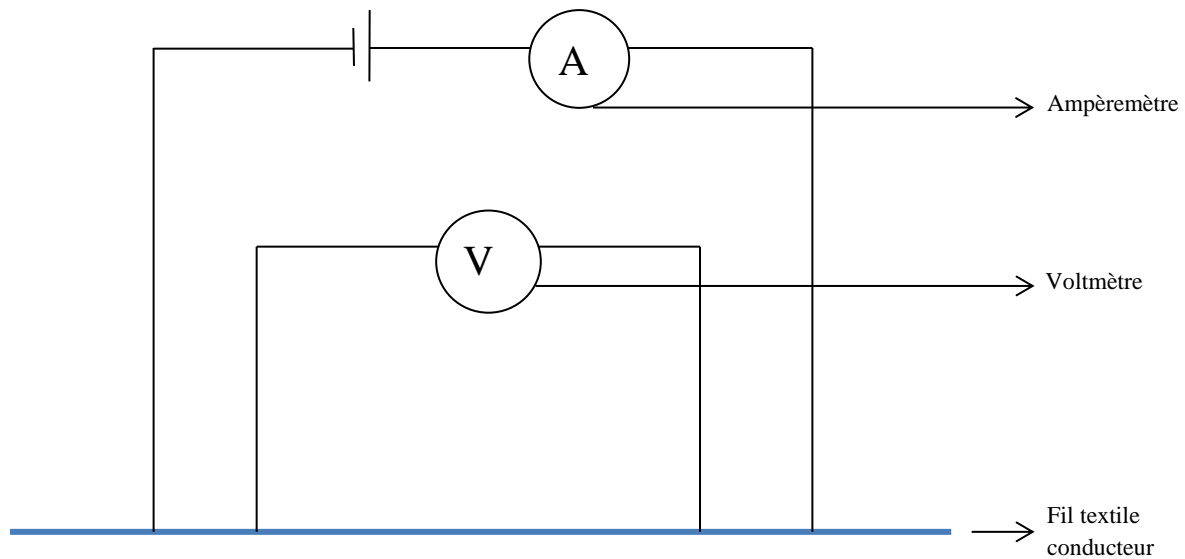


Figure 2.4.2-1. Schéma de principe de fonctionnement de la mesure 4 points

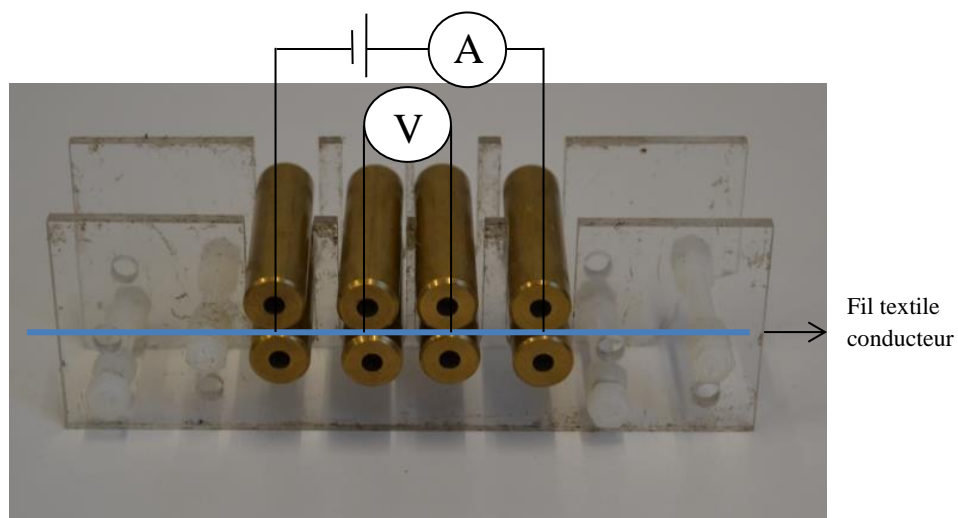


Figure 2.4.2-2. Système permettant de mesurer la résistance d'un fil textile avec la méthode 4 points

2.4.3 Microscope Optique et géométrie des fils textiles conducteurs

Contrairement aux conducteurs classiques, les fils textiles conducteurs ont des configurations complexes. En effet, ce sont des structures composites où les éléments conducteurs peuvent être discontinus, non homogènes et avec des géométries particulières, par exemple hélicoïdales dans le cas du fil Datatrans[®]. Ces conformations peuvent avoir une influence sur les propriétés électromagnétiques des futures antennes.

L'observation des fils textiles conducteurs est donc essentielle à la bonne compréhension des caractéristiques électromagnétiques des circuits qu'ils composeront. Dans ce but, un microscope optique

a été utilisé afin d'examiner les matériaux utilisés en vue longitudinale. Cette analyse permet de comprendre la géométrie et la quantité de conducteur présentes au sein des fils textiles conducteurs

Enfin, une caméra calibrée et connectée à un ordinateur joue le rôle de l'œil. Ce dispositif permet d'observer directement sur l'écran, de prendre des clichés et d'effectuer des mesures de dimension de l'échantillon. L'ensemble du dispositif est montré en photographie par la **Figure 2.4.3-1**.

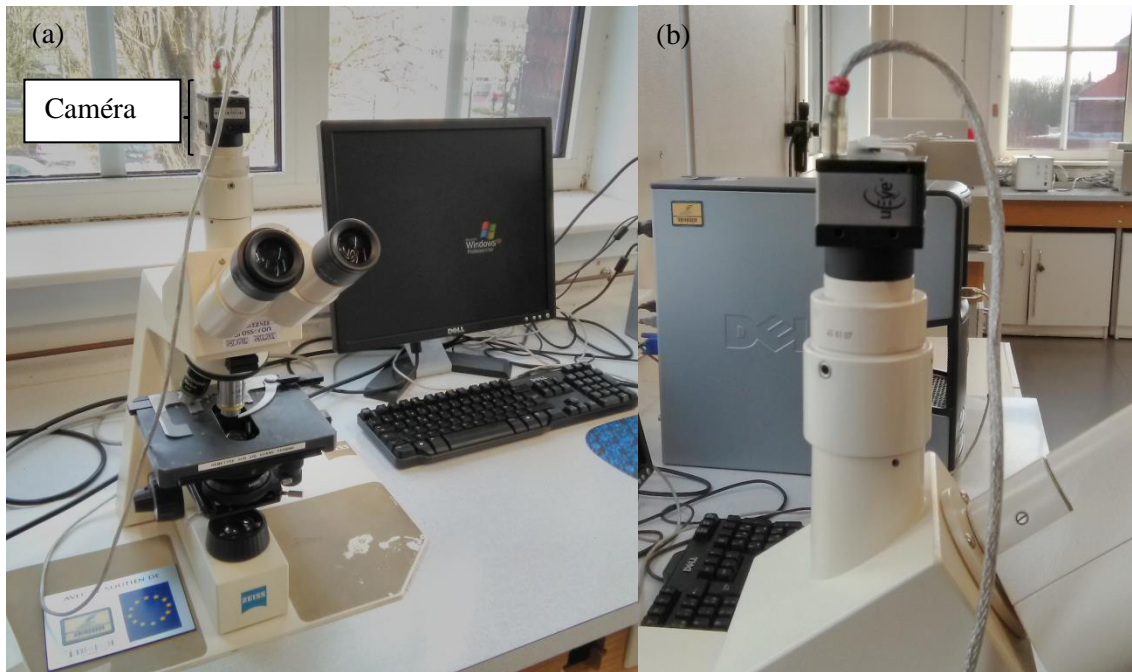


Figure 2.4.3-1. (a) Microscope optique et (b) son système de caméra.

2.4.4 Mesure de l'impédance – Impédancemètre

Jusqu'à présent, les appareils et protocoles décrits ont permis de réaliser des mesures de résistance sur les fils textiles conducteurs. Ces derniers sont utilisés pour concevoir des prototypes de circuit RLC textile qui doivent également être caractérisés. C'est grâce à la mesure de l'impédance, qui est fonction de la résistance, de l'inductance et de la capacité, que ces circuits sont caractérisés. Cette mesure est toujours effectuée en fonction de la fréquence, ce qui la place dans le cadre d'un signal alternatif.

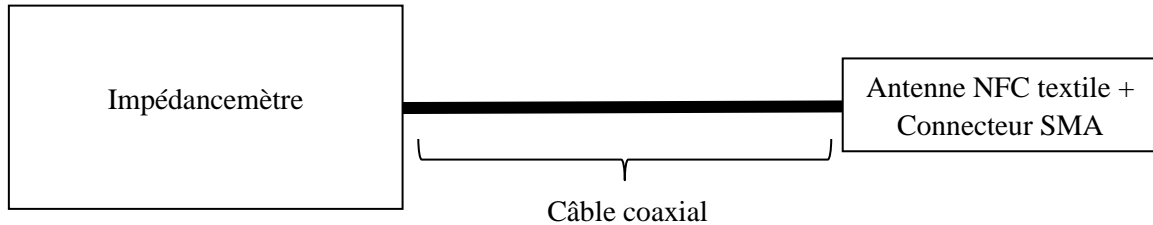
Ces mesures sont réalisées par un impédancemètre Agilent 4964A (aussi appelé RLC mètre ou Impedance analyzer), présenté en **Figure 2.4.4-1**. Cet appareil permet de mesurer les parties imaginaire $Im(Z)$ et réelle $Re(Z)$ de l'impédance. A partir de cette mesure il peut également calculer les valeurs de résistance, d'inductance et de capacité, en fonction du modèle de circuit étudié (association parallèle ou série des composants R, L et C). La gamme de fréquences observables est comprise entre 100 Hz et 100 MHz. Afin de garantir l'obtention de caractéristiques R, L, et C ne dépendant pas de la fréquence, les mesures ont toujours été réalisées à une fréquence inférieure à 400 kHz.

Tous les éléments conducteurs additionnels au circuit présentant une résistance ou une réactance, comme le câble coaxial reliant l'échantillon à l'appareil peuvent parasiter la mesure. C'est pourquoi il est nécessaire d'effectuer une calibration de la machine lorsque le câble de branchement y est connecté.

Cet étalonnage a pour effet de retrancher les impédances des éléments parasites à la valeur réellement mesurée afin d'afficher la valeur pour le circuit seul.

Enfin, l'impédancemètre est doté d'un écran affichant en direct les valeurs des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence. Ces données sont exportables via l'outil informatique.

(a)



(b)

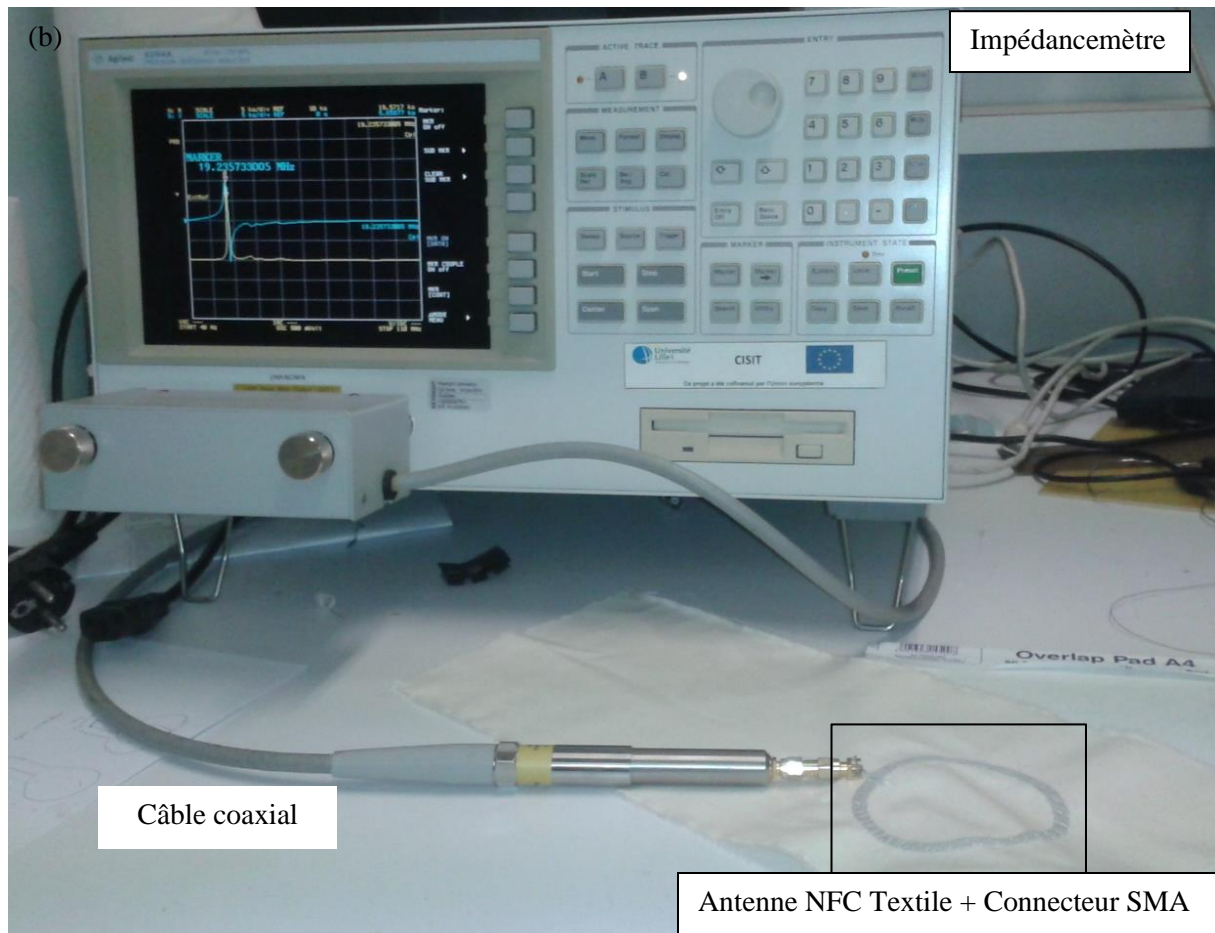


Figure 2.4.4-1. (a) Schéma et (b) photo du montage expérimental

Premièrement, ce protocole expérimental a servi à l'étude de l'inductance L (en H) des bobines circulaires planes en fonction du rayon r (en mm) et du nombre de spires Nb . Il a aussi été utilisé pour l'étude de la capacité C (en F) de deux lignes de courant parallèle (formant une ligne de transmission)

en fonction de leurs écartements d (en mm) et de leurs longueurs l (en mm). Une série d'échantillon a donc été réalisée pour chaque paramètre :

- Six bobines circulaires planes à une spire de 25 mm à 50 mm de rayon ($L = f(r)$).
- Cinq bobines circulaires planes de 40 mm de rayon de 1 à 5 spires ($L = f(Nb)$).
- Sept lignes de transmission de 100 mm de longueur avec un écartement de 0,75 mm à 2,25 mm ($C = f(d)$).
- Neuf lignes de transmission possédant un écartement de 0,75 mm avec des longueurs de 20 mm à 180 mm ($C = f(l)$).

Ensuite, ce protocole a servi à caractériser les antennes NFC textiles avec et sans ligne de transmission. Principalement deux prototypes d'antennes ont été mesurés :

- Une antenne NFC textile sans ligne de transmission de rayon 40 mm, d'écartement entre les lignes de courant de 0,75 mm et de 12 spires.
- Une antennes NFC textiles avec une ligne de transmission de 200 mm, de rayon 40 mm, d'écartement entre les lignes de courant de 0,75 mm et de 6 spires.

Enfin des relais NFC textiles à deux et trois antennes, composés d'antennes NFC textiles avec une ligne de transmission de 200 mm, de rayon 40 mm, d'écartement entre les lignes de courant de 0,75 mm et de 6 spires ont été testés.

2.4.5 Fréquence de résonance

De manière théorique dans un circuit RLC, la fréquence de résonance qui est fonction de l'inductance et de la capacité est exprimée par l'équation 2.4.5-1 [53].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 2.4.5-1$$

Il est donc possible de la calculer à partir des valeurs mesurées, grâce à l'impédancemètre. Cependant, les valeurs de l'inductance et de la capacité mesurées au sein d'un circuit RLC évoluent avec la fréquence, il est donc nécessaire de les considérer à basse fréquence (au plus proche d'un cas de signal continu) pour effectuer le calcul.

La fréquence de résonance peut également se mesurer de manière graphique. En effet, la fréquence de résonance est atteinte lorsque la partie réactive est nulle ($Im(Z) = 0$). Donc en traçant la courbe d'évolution de la partie imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence, on obtient la fréquence de résonance lorsqu'elle passe par zéro.

2.4.6 Facteur de qualité

Le facteur de qualité Q peut également être obtenu théoriquement à partir de la fréquence de résonance, de l'inductance et de la résistance du circuit, comme le montre l'équation 2.4.6-1 [53].

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \quad 2.4.6-1$$

Avec $\omega_0 = 2\pi f_0$

Aussi, le facteur de qualité conditionne l'efficacité de rayonnement du circuit, il peut donc être défini comme tel, avec l'équation 2.4.6-2.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad 2.4.6-2$$

Où Δf représente la bande passante à -3 dB. C'est-à-dire lorsque la valeur maximale de la partie réelle de l'impédance est divisée par $\sqrt{2}$. Cette définition permet d'obtenir le facteur de qualité directement à partir de la courbe de la partie réelle de l'impédance. La **Figure 2.4.6-1**, montre un exemple de lecture graphique du facteur qualité à partir de la mesure de la partie réelle de l'impédance.

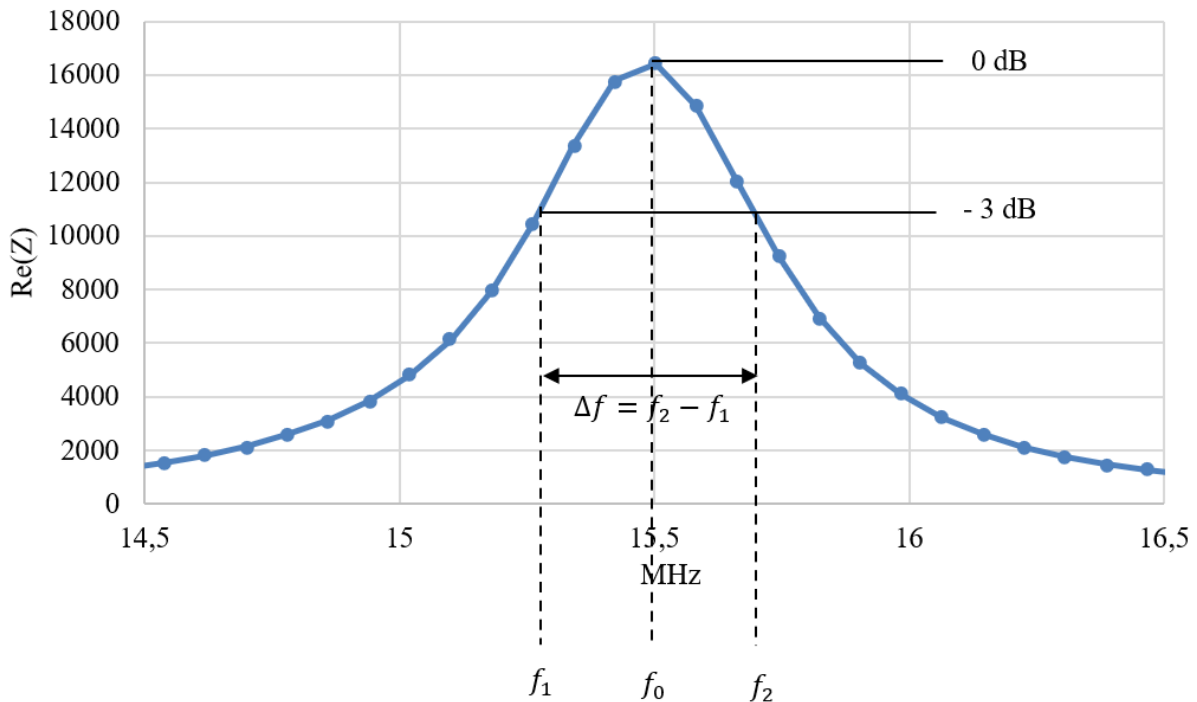


Figure 2.4.6-1. Exemple de lecture graphique du facteur de qualité à partir de la mesure de la partie réelle de l'impédance

2.4.7 Mesure des paramètres de répartition (S) – Analyseur de réseaux vectoriels

La mesure des paramètres S (Scattering parameters) permet de mettre en évidence l'efficacité d'une transmission entre deux antennes. Elle peut être réalisée par un analyseur de réseaux vectoriels (Vector Network Analyzer, VNA) et a été utilisée dans le cas d'échantillons présentant des antennes multiples en circuit fermé. En effet, ces derniers ne présentent pas de bornes permettant de souder un connecteur SMA pour mesurer l'impédance. Ils ne jouent que le rôle de « relais », agissant par couplage magnétique.

Le VNA est composé de deux entrées (ou ports) auxquelles sont connectées deux antennes sondes (vu en 2.4.1.). L'appareil mesure le coefficient de transmission entre la première sonde et la deuxième, S_{21} en fonction de la fréquence. Une mesure est d'abord réalisée entre les deux sondes à vide, puis avec l'échantillon. Les deux sondes sont placées à la même hauteur que l'échantillon ($z = 0$), et sont superposées pour la mesure de référence servant à évaluer les pertes du couplage magnétique entre les deux sondes. La **Figure 2.4.7-1** présente une photo du montage expérimental.

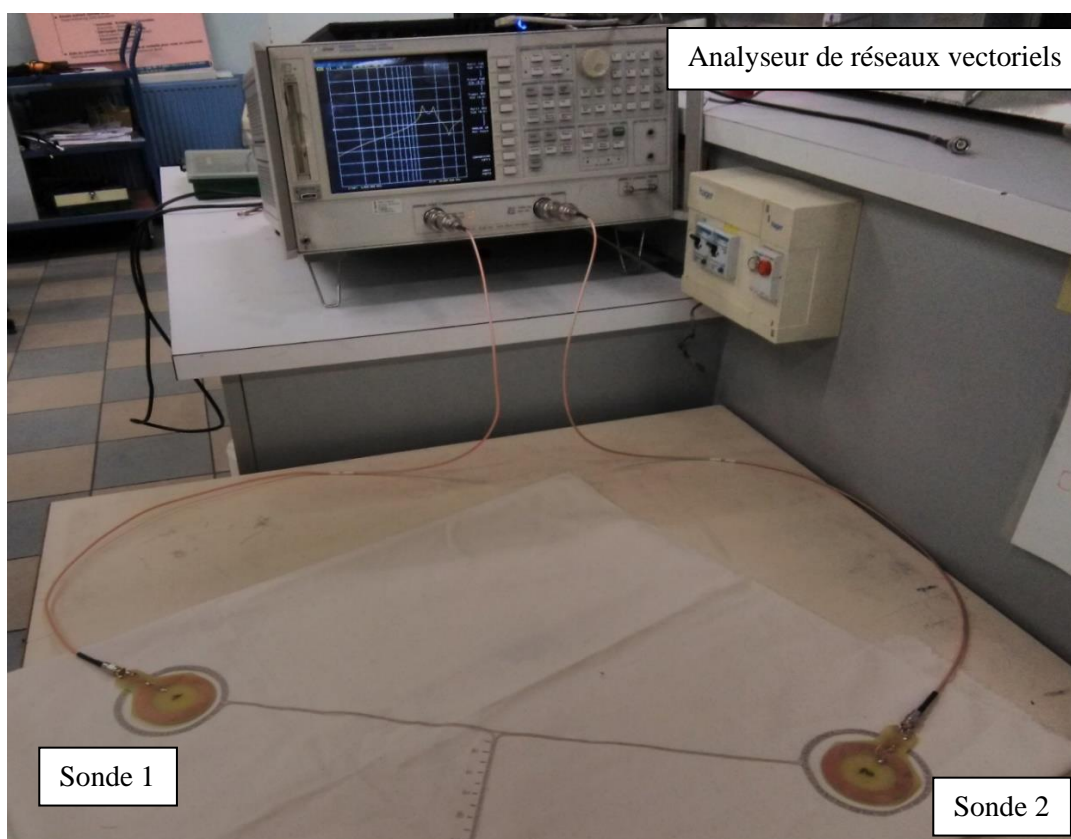


Figure 2.4.7-1. Montage expérimental de la mesure du paramètre S_{21} d'un relais NFC textile à deux antennes par un analyseur de réseaux vectoriels

Dans le cas d'un relais à trois antennes celles-ci ne sont plus toutes dans une symétrie axiale. En effet, la distance entre deux antennes et l'angle formé par leurs lignes de transmission sont différents selon le couple choisi pour la mesure (1-2 et 1-3), selon la

Figure 2.4.7-2. Ces deux mesures ont donc été réalisées.

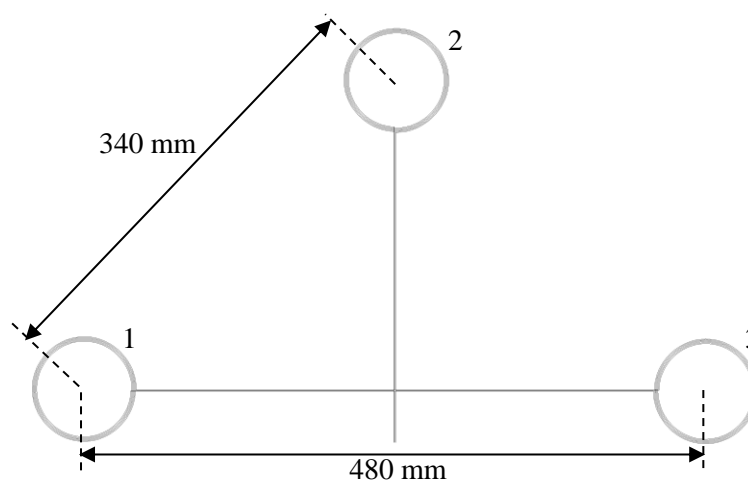


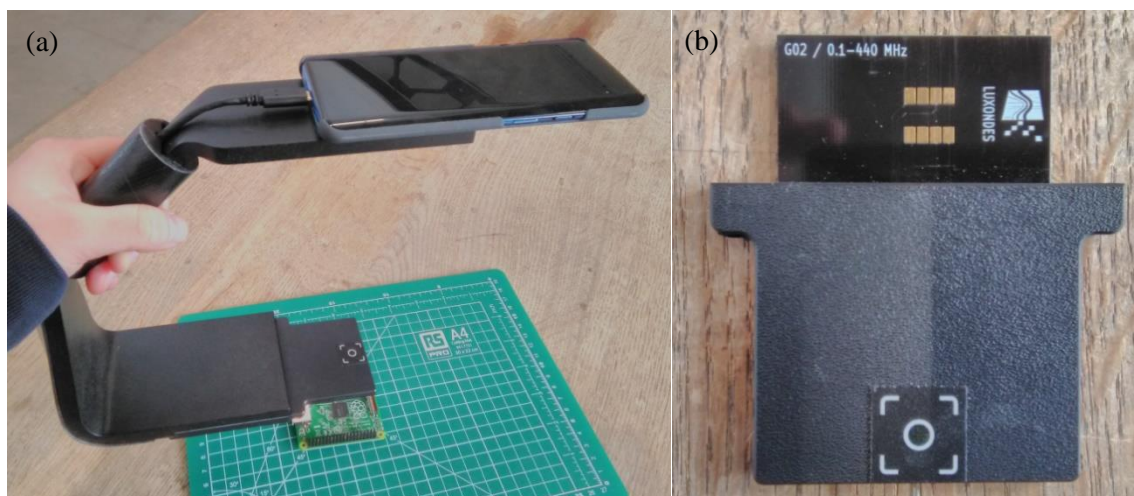
Figure 2.4.7-2. Schéma du positionnement des différentes antennes au sein d'un relais NFC textile à trois antennes

Ce protocole expérimental a été utilisé pour caractériser les relais NFC textiles. Dans le cas des relais avec soudure, seuls ceux à deux ou trois antennes NFC textiles avec une ligne de transmission de 200 mm, de rayon 40 mm, d'écartement entre les lignes de courant de 0,75 mm et de 6 spires ont été caractérisés.

Concernant les relais NFC textiles sans soudure, les mêmes prototypes que précédemment (à deux et trois antennes), mais comportant une capacité d'ouverture de longueur de 150 mm, ont été mesurés. Pour les deux prototypes, une série de 16 mesures du paramètre S_{21} en fonction de la longueur de la capacité d'ouverture de 150 mm à 0 mm (pas de 10 mm) a été réalisée. Le procédé consiste à effectuer la mesure de S_{21} avec une capacité d'ouverture de 150 mm puis de couper 10 mm de capacité d'ouverture pour réaliser une nouvelle mesure, et ainsi de suite jusqu'à 0 mm. Cette caractérisation est donc destructive pour l'échantillon, mais n'utilise qu'un seul prototype par série et limite l'influence des autres paramètres.

2.4.8 Cartographie des champs électromagnétiques – ScanPhone®

Le ScanPhone® est un appareil développé par la société Luxondes™ qui permet de réaliser des cartographies de champs électromagnétiques en réalité augmentée. L'appareil est composé d'un capteur mesurant la tension induite par un champs électromagnétique en dBV, d'un téléphone portable jouant le rôle d'une caméra et d'un ordinateur affichant la cartographie du champ électromagnétique mesuré. La **Figure 2.4.8-1** montre les différents éléments composant l'appareil. Aussi, ce système est complété par un logiciel permettant de faire les mesures et de les assembler avec les images prises par la caméra, afin d'obtenir une cartographie du champ électromagnétique directement sur la photo de l'échantillon. Enfin, les données de la tension induite par le champ électromagnétique en fonction de la position en 3D (x, y, z) mesurées par l'appareil sont aussi stockées pour être exploitées de manière classique (Excel, Matlab, ...).



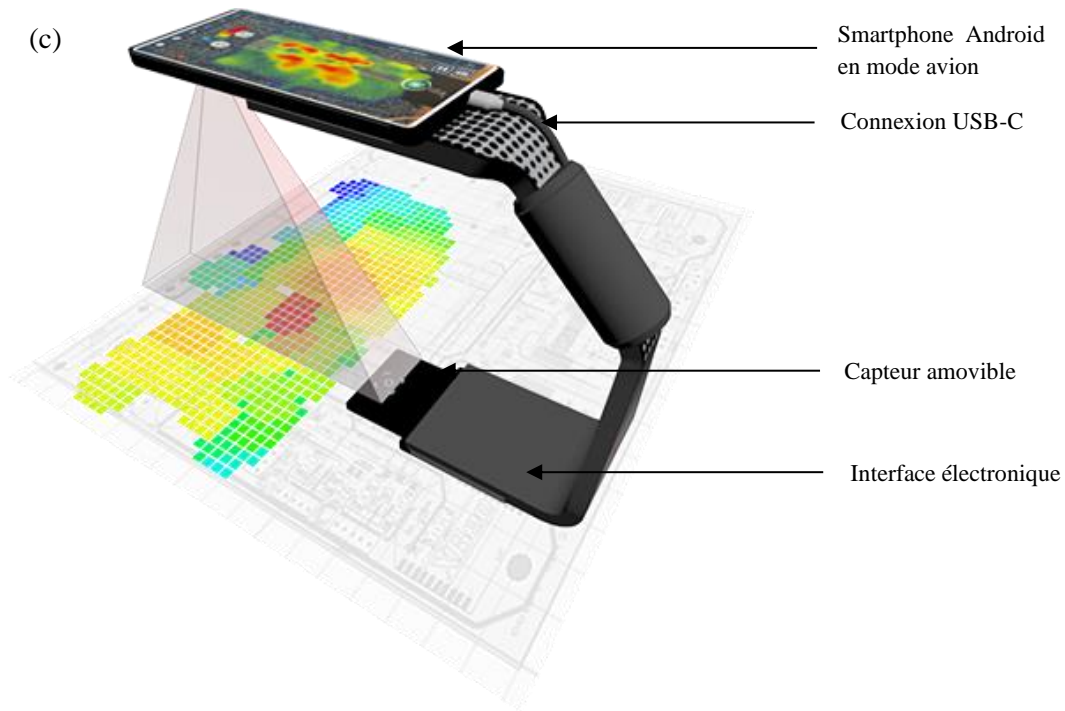


Figure 2.4.8-1. (a) Photo du ScanPhone® et (b) du capteur adapté à 13,56 MHz. (c) Représentation schématique du fonctionnement de l'appareil [98]

2.5 Conclusion

Le matériel répertorié ici est composé de deux types de matériaux très différents : textiles et électroniques. Ceci implique des difficultés d'intégration qui entraîne des manques de fiabilité en termes de fonctionnement. La conception et la réalisation des différents prototypes ont nécessité la mise en place de méthodes hybrides tenant compte de ces deux spécificités dissemblables. L'objectif étant de développer des systèmes de communication sans fil, autour du corps, capables de transmettre énergie et données, tout en étant purement textile, implique l'absence de composants rigides électroniques. Les appareils et protocoles de caractérisation sont, quant à eux, plutôt orientés vers le domaine de l'électronique, car l'étude se focalise sur les propriétés électromagnétiques des antennes textiles.

Enfin, l'ensemble de ces matériaux et méthodes ont été essentiels dans la conduite de cette étude, car ils ont permis la conception, la production, la caractérisation et le développement de structures de communication sans fil innovant : les antennes et relais NFC textiles.

Chapitre 3. Conception et études des antennes NFC textiles

3	Conception et études des antennes NFC textiles	86
3.1	Conception d'éléments résistifs textiles	86
3.1.1	Caractérisation des fils textiles conducteurs.....	86
3.1.2	Résultats expérimentaux.....	86
3.1.3	Conception et caractérisation d'une ligne de courant textile.....	89
3.2	Conception d'éléments inductifs textiles.....	92
3.2.1	Influence du rayon des spires	93
3.2.2	Influence du nombre de spires.....	93
3.2.3	Modèle expérimental de l'évolution de l'inductance	94
3.3	Conception d'élément capacitifs textiles	95
3.3.1	Influence de l'écartement entre deux lignes de courant sur la capacité.....	96
3.3.2	Influence de la longueur des lignes de courant sur la capacité.....	97
3.4	Conception et étude des antennes NFC textiles.....	98
3.4.1	Étude théorique.....	98
3.4.2	Simulation du comportement électrique des antennes NFC textile.....	100
3.4.3	Caractéristiques électriques expérimentales des antennes NFC textiles	101
3.4.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les antennes NFC textile..	104
3.5	Preuves de concept	110
3.6	Adaptation géométrique des antennes NFC textiles.....	111
3.7	Influence du lavage sur les antennes NFC textiles	113
3.7.1	Influence du cycle « express ».....	114
3.7.2	Influence du cycle « soie »	116
3.8	Conclusion.....	118

3 Conception et études des antennes NFC textiles

Les antennes NFC textiles peuvent être modélisées par des circuits RLC, dont la conception a d'abord nécessité l'étude des éléments qui les composent, à savoir une résistance, une inductance et une capacité. Premièrement, ces composants ont dû être conçus et réalisés en matériaux textiles, ensuite leurs propriétés électriques ont été étudiées et finalement ils ont été assemblés pour créer des antennes NFC textiles. Leurs caractéristiques ont également été modélisées de manière théorique et évaluées et quantifiées expérimentalement. L'ensemble de ces résultats a permis la réalisation des preuves de concept.

3.1 Conception d'éléments résistifs textiles

3.1.1 Caractérisation des fils textiles conducteurs

Les fils textiles conducteurs cités dans la partie précédente (section 2.1.1.) sont tous disponibles actuellement sur le marché. Ils possèdent des fiches techniques fournies par les constructeurs qui regroupent leurs caractéristiques mécaniques et électriques. Cependant, ces fiches sont souvent incomplètes et les résultats mis en avant sont peu précis, de plus les protocoles de mesure utilisés pour déterminer les propriétés électriques ne sont pas communiqués.

Par conséquent, les caractéristiques électriques des fils évoqués précédemment ont été réévaluées selon la méthode 4 points (section 2.4.2.). Aussi, la configuration géométrique des fils a été observée à l'aide du microscope optique afin d'analyser la position et déterminer la section des filaments de conducteurs au sein de ces fils.

3.1.2 Résultats expérimentaux

3.1.2.1 Configurations et géométries des fils textiles conducteurs

Les Figures ci-après présentent les fils textiles conducteurs disponibles commercialement ayant des propriétés en adéquation avec des applications e-textiles. Pour autant, tous les fils conducteurs ne sont pas compatibles avec la technologie des antennes NFC en raison de leurs faibles conductivités électriques.

Ainsi sont regroupées dans les **Figure 3.1.2-1**, **Figure 3.1.2-2** et **Figure 3.1.2-3** les vues longitudinales des fils textiles conducteurs Silvertex[®], Shieldex[®] et Datatrans[®] respectivement, décrits en section 2.1.1. Une attention particulière est portée aux positions des filaments conducteurs au sein de ces fils.

- Fil Silvertex®

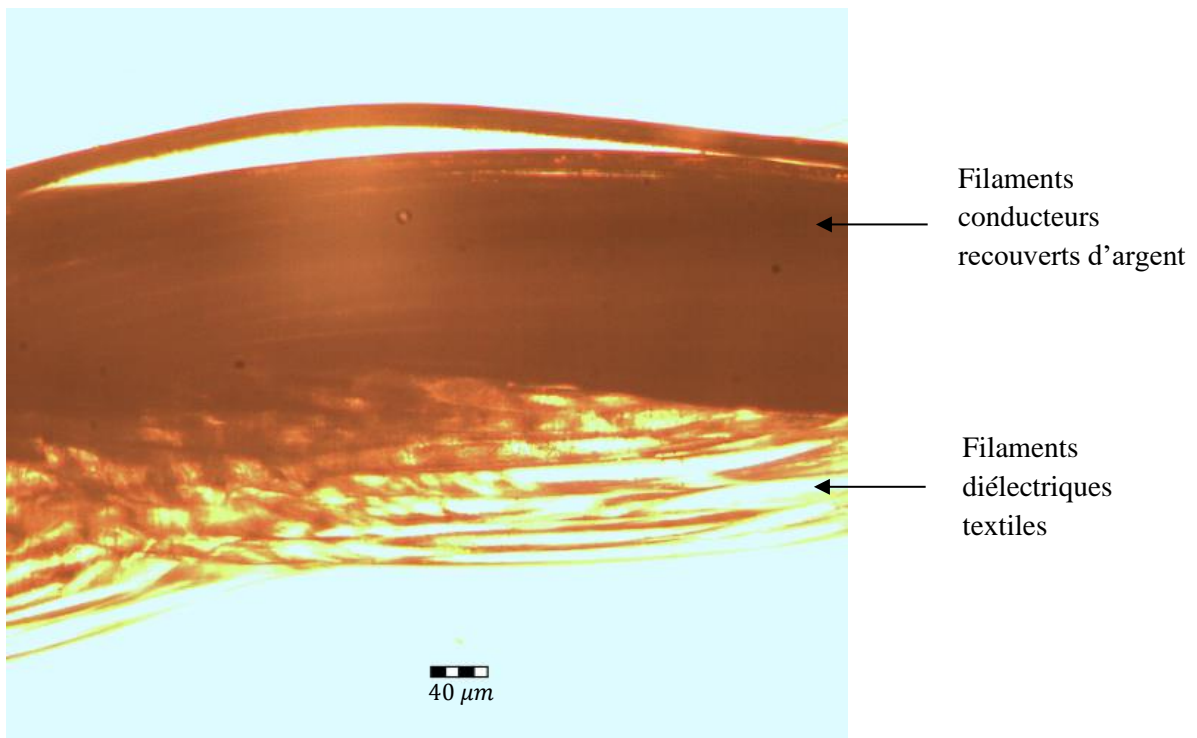


Figure 3.1.2-1. Image microscopique longitudinale du fil textile conducteur Silvertex®

- Fils Shieldex®

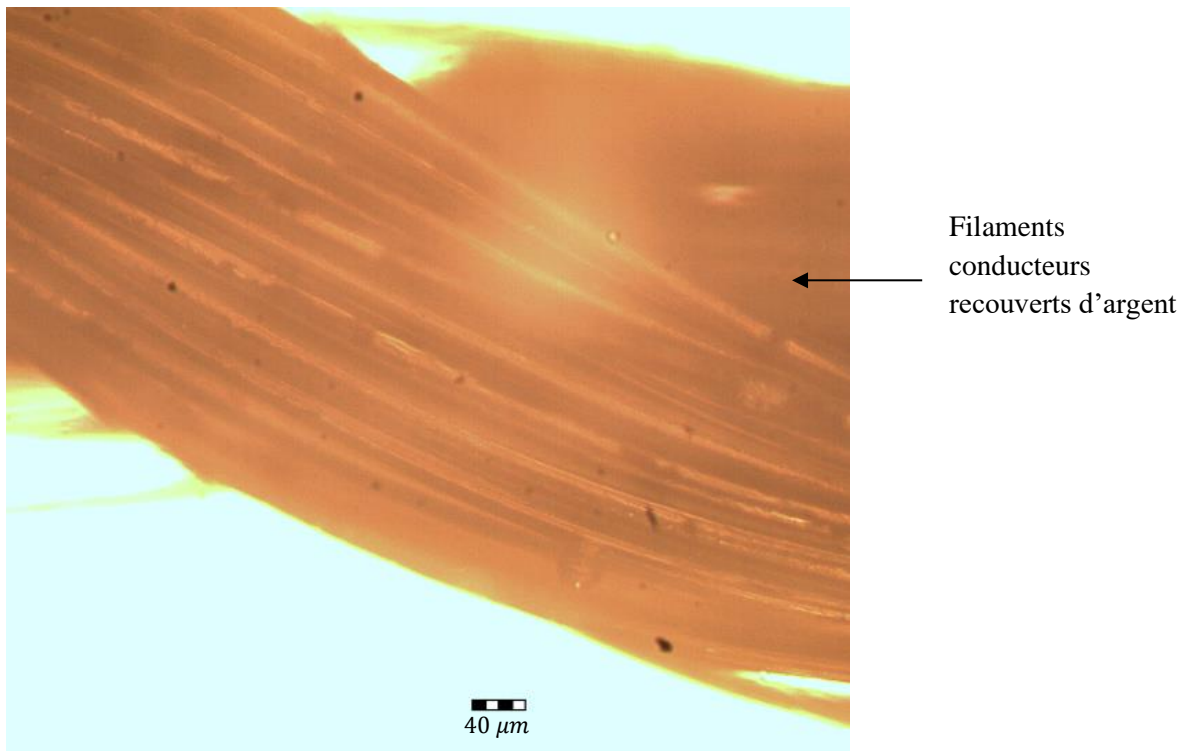


Figure 3.1.2-2. Image microscopique longitudinale du fil textile conducteur Shieldex

- Fils Datatrans®

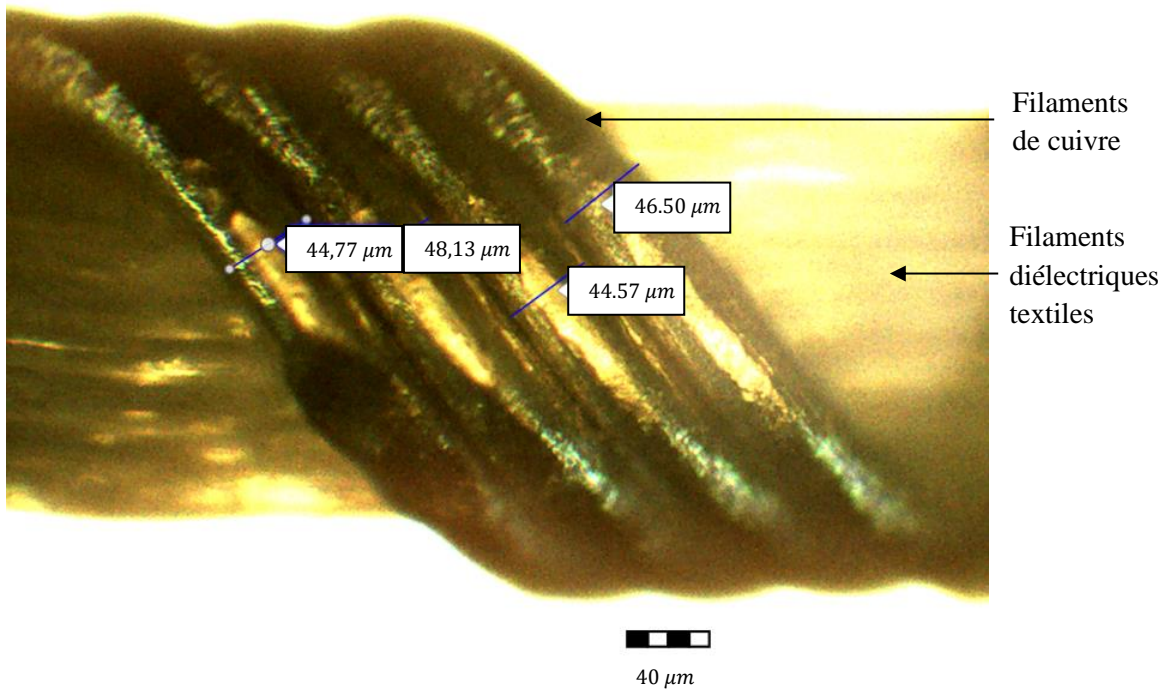


Figure 3.1.2-3. Image longitudinale du fil textile conducteur Datatrans® sans sa gaine de protection diélectrique et la mesure des diamètres des filaments de cuivre

Premièrement, on distingue deux types de fils conducteurs : les fils Silvertex® et Shieldex®, composés de filaments recouverts d'argent et le fil Datatrans® à base de filaments de cuivres retordus et de filaments diélectriques textiles.

Les fils Silvertex® et Shieldex® se différencient par la proportion de filaments recouverts d'argent. Le fil Silvertex® est composé à 50% de filaments diélectriques, tandis que le fil Shieldex® ne comporte que des filaments recouverts d'argent. Il est à noter que la mesure du diamètre des filaments recouverts d'argent n'est pas pertinente car elle ne permet pas de déterminer la section de conducteur.

Enfin, le fil Datatrans® est composé de quatre filaments de cuivre purs de 23 μm de rayon. Pour un filament de cuivre à la fréquence de 13,56MHz, l'épaisseur de peau vaut 18 μm. La valeur du rayon du fil Datatrans étant légèrement supérieure à celle-ci, la résistance réelle de chacun des filaments sera donc légèrement supérieure celle qui sera mesurée en régime de courant continu.

3.1.2.2 Résistance linéique des fils textiles conducteurs

Les résultats des mesures de résistance linéique des fils textiles conducteurs sont montrés dans le **Tableau 3.1.2-1**. Les mesures ont été réalisées en très basse fréquence, selon le protocole décrit en section 2.4.2., afin d'éviter les phénomènes dus à l'effet de peau.

Tableau 3.1.2-1. Caractéristiques électriques des fils textiles conducteurs

	Métal	Conductivité (S.m ⁻¹)	Résistance linéique (Ω.m ⁻¹)	Section totale (m ²)
Shieldex[®]	Argent	6,21.10 ⁷	290,64	5.54.10 ⁻¹¹
Silvertech[®]	Argent	6,21.10 ⁷	495,12	3.25.10 ⁻¹¹
Datatrans[®]	Cuivre	5,87.10 ⁷	4,4	3.87.10 ⁻⁹

Concernant le fil Datatrans[®], ces résultats permettent de calculer le rayon théorique $r_{théorique}$ des filaments de cuivre, selon l'équation 3.1.2-1, avec S la section (en m²), σ la conductivité (en S.m⁻¹) et R la résistance linéique (en Ω.m⁻¹), ainsi $r_{théorique} = 17,5 \mu m$ est proche de la valeur mesurée.

$$S = \frac{1}{\sigma \cdot R} \quad 3.1.2-1$$

3.1.2.3 Analyse et discussion

La résistance linéique des fils composés de filaments recouverts d'argent est nettement supérieure à celle du fil retors composé de filaments purement métalliques. Ceci s'explique par la taille de la section totale de conducteur au sein du fil. En effet, plus la section est importante, plus la résistance linéique est faible.

3.1.2.4 Conclusion et choix

D'après les résultats de résistance linéique et dans la mesure où la résistance globale des futurs prototypes est déterminante pour leur efficacité, le meilleur choix de fil textile conducteur est le fil Datatrans[®], malgré sa faible flexibilité et élasticité. En effet, l'utilisation de filaments purement métalliques permet de diminuer nettement la résistance linéique du fil (environ cent fois plus faible), mais détériore ses caractéristiques mécaniques, rendant difficile son utilisation dans les procédés textiles tel que la broderie. Par conséquent, son utilisation à la broderie est restreinte au fil de canette. De plus, la présence de filaments purement métalliques rend la soudure de connecteur SMA possible (provisoirement nécessaire dans la phase de mise au point du système), contrairement aux autres fils où l'âme risque de fondre sous l'effet de l'étain en fusion.

3.1.3 Conception et caractérisation d'une ligne de courant textile

On appelle ligne de courant tout système agissant comme un fil conducteur, elle peut être composée d'un ou plusieurs fils conducteurs qui, eux-mêmes, peuvent être composés d'un ou plusieurs éléments conducteurs.

3.1.3.1 Principe et conception

Malgré l'utilisation du fil Datatrans, qui présente la meilleure conductivité, la résistance linéaire des lignes de courant peut s'avérer trop importante à la vue de l'application visée. Ainsi, une solution pour augmenter la conductivité des lignes de courant a été élaborée.

Le meilleur moyen d'augmenter la conductivité de la ligne de courant est d'augmenter la quantité de conducteur, ici le cuivre. En effet, la conductivité dépend de la section de conducteur.

Il a été montré précédemment que le fil Datatrans est à la limite mécanique du passage en broderie en termes de flexibilité et élasticité. Une solution pour accroître la conductivité est d'augmenter le nombre de fils au sein de la ligne de courant. La brodeuse permet de superposer plusieurs fils en faisant plusieurs passages. Cependant, pour éviter la détérioration des fils conducteurs par l'aiguille au point d'impact il est nécessaire de réaliser des coutures en zigzag en prenant soin de décaler le pas pour chaque fil. Par conséquent, nous évitons que l'aiguille casse un des fils. La **Figure 3.1.3-1** représente schématiquement une broderie pour 1 et 3 fils superposés en zigzag. Il est possible de régler les paramètres du pas α et de la largeur de la ligne de courant β . Nous pouvons également observer que ces deux paramètres influencent l'impédance de la ligne de courant qui n'est pas purement résistive. En cas de deux fils et plus il y a également un décalage γ_i entre le fil i et le fil $i + 1$. D'un point de vue d'impédance finale de la ligne de courant il est préférable de l'équilibrer en choisissant toutes les valeurs des γ_i égales.

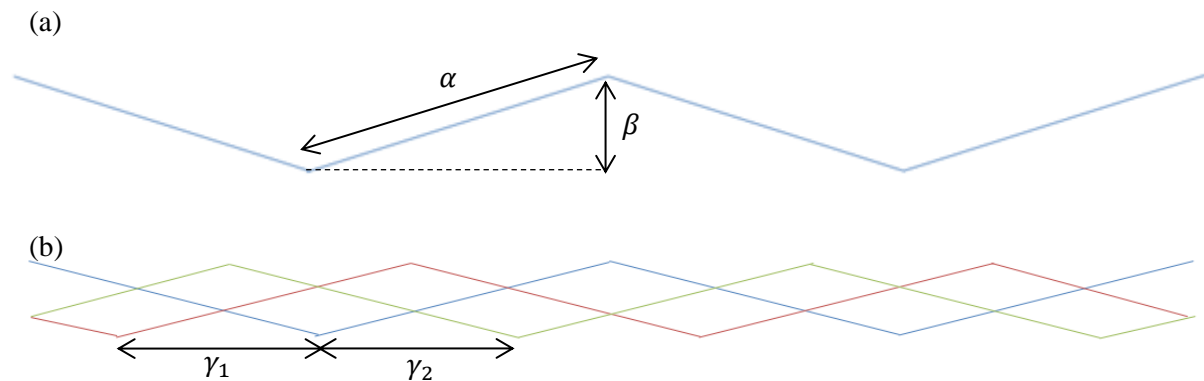


Figure 3.1.3-1. Représentation schématique de la ligne de courant pour (a) un fil et (b) trois fils

3.1.3.2 Résultats

Contrairement aux fils textiles conducteurs, les lignes de courant sont brodées sur un substrat textile, ce qui empêche l'utilisation du système à cylindres utilisé dans la méthode 4 points. Cependant, l'emploi du boîtier de conductivité électrique est possible en utilisant des pinces grippes fil.

Aussi, il est possible d'estimer théoriquement la résistance d'une ligne de courant de 1 m (l) par calcul. En effet, elle est composée de n fils identiques, donc la section de conducteur en son sein est multipliée par n . La résistance d'un mètre de ligne peut donc être calculée à partir de la section de conducteur contenue dans un fil S_{1fil} (m^2) et de la résistivité du cuivre ρ ($\Omega.m$), comme le montre la relation 3.1.3-1.

$$R_{n\text{ fils}} = \frac{\rho.l}{n.S_{1fil}} \quad 3.1.3-1$$

Des mesures de résistance de lignes de courant ont été effectuées selon le protocole exprimé en section 2.4.2. Les résultats des mesures et des valeurs théoriques de résistance en fonction du nombre de fils composant la ligne de courant sont présentés par la **Figure 3.1.3-2**.

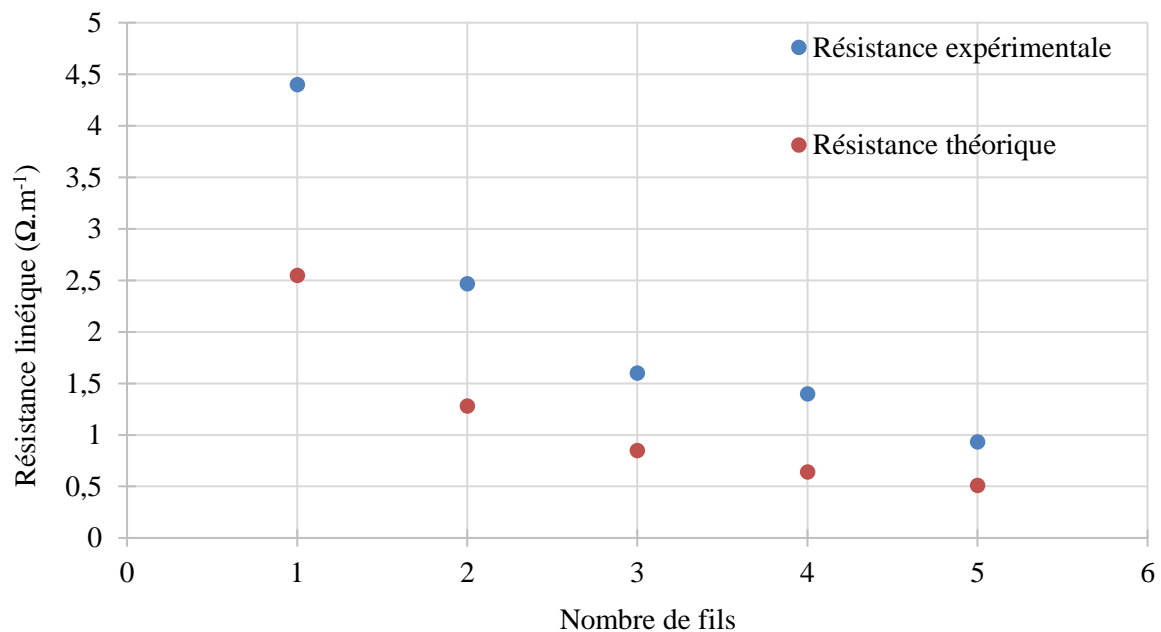


Figure 3.1.3-2. Évolution théorique et expérimentale de la résistance linéique de ligne de courant en fonction du nombre de fils qui la composent

La résistance linéique d'un mètre de ligne de courant diminue avec l'augmentation du nombre de fils. L'évolution des valeurs expérimentales et théoriques est similaire, cependant les valeurs théoriques sont plus faibles. Cette différence s'explique car les filaments de cuivre au sein du fil textile ont été considérés comme des cylindres rectilignes d'un mètre dans le calcul. Or, ils ont une géométrie hélicoïdale et ils ont été brodés en zigzag. La longueur du conducteur est donc supérieure à un mètre. Aussi, malgré l'utilisation de la méthode 4 points, la connexion des pinces grippes fils sur la ligne de courant entraîne des résistances de contact qui s'ajoutent à la valeur réelle.

3.1.3.3 Analyse et discussion

La résistance linéique est un paramètre discriminant dans le choix de la ligne de courant. En effet, si la résistance est trop importante le facteur de qualité de la structure devient trop faible et donc l'efficacité de transfert de l'antenne est moindre. Les résultats montrent que la résistance linéique diminue avec l'augmentation du nombre de fils dans la ligne de courant. Cela permet d'augmenter nettement le facteur de qualité des antennes. Cependant, la présence d'un trop grand nombre de fils dans la ligne de courant augmente la rigidité et l'épaisseur de l'étoffe, ce qui est préjudiciable dans l'habillement. De plus, la quantité de fils présents sur la canette est contrainte (section 2.3.2.5.) ce qui limite le nombre de fils dans la ligne de courant. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre les performances électriques et mécaniques.

3.1.3.4 Conclusion et choix

Dans le domaine textile, la conception d'éléments résistifs est assez simple car les fils textiles conducteurs présentent une résistance élevée. Ainsi, leurs utilisations par un procédé de broderie apportent au circuit une résistance électrique en fonction de la longueur de la ligne de courant et de sa résistance linéique.

Cependant, dans le but de réaliser des antennes NFC, cette résistance doit être relativement faible et maîtrisée afin d'assurer un transfert d'énergie et de données. Pour ces raisons, il a été décidé d'employer le fil conducteur Datatrans® présentant la plus faible résistance linéique, environ $4 \Omega \cdot m^{-1}$. De plus, même si ses caractéristiques mécaniques sont peu adaptées à la broderie, il reste utilisable en tant que fil de canette. Il est donc le meilleur candidat disponible actuellement sur le marché.

Malgré une résistance linéique faible, les longueurs de fils mises en jeu dans la conception d'antennes peuvent s'avérer importantes, il est donc nécessaire de diminuer encore la résistance du circuit. Pour remédier à ce problème, des lignes de courant ont été réalisées avec une superposition de trois fils conducteurs. Ainsi, la section de conducteur au sein de la ligne est augmentée, elle passe de $6,65 \cdot 10^{-9} m^2$ à $2,0 \cdot 10^{-8} m^2$. L'effet observé est une diminution de la résistance linéique de $2,8 \Omega \cdot m^{-1}$ résultant à une résistance finale de $1,6 \Omega \cdot m^{-1}$.

Finalement, la ligne de courant choisie pour l'ensemble des prototypes d'antennes et relais est composée de 3 fils Datatrans® superposés. Ce choix est un compromis entre la résistance linéique de la ligne et les contraintes mécaniques liées au cahier des charges textile. En effet, la multiplication de fils superposés au sein d'une ligne de courant entraîne une augmentation importante d'épaisseur à la surface du textile et une perte de flexibilité de l'étoffe.

3.2 Conception d'éléments inductifs textiles

Les échantillons produits ont été mesurés à l'aide d'un impédancemètre Agilent 4964A selon le protocole décrit dans la section 2.4.4.

Les principaux paramètres ayant une influence sur l'inductance d'une bobine sont son rayon extérieur r (en mm), son nombre de spires Nb et l'écartement entre deux lignes de courant d (en mm). Ces trois propriétés géométriques peuvent être modifiées avec précision lors de la conception des images vectorielles des bobines sur le logiciel Inkscape™ utilisé pour préparer la broderie.

Les résultats obtenus ont été comparés à des valeurs théoriques du modèle incrémental de Wheeler [97] adapté aux bobines circulaires planes, selon 3.2.0-1, où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide (en $H \cdot m^{-1}$), r_{out} et $r_{in} = r_{out} - 2,8 \cdot 10^{-4} m$ (selon la fiche technique) sont respectivement les rayons extérieur et intérieur de la spirale (en m), $a = \frac{r_{in} + r_{out}}{4}$ est le rayon moyen (en m) et $b = \frac{r_{out} - r_{in}}{2}$ est la largeur de la bobine (en m).

$$L = 31,33 \cdot \mu_0 \cdot Nb^2 \cdot \frac{a^2}{8 \cdot a + 11 \cdot b} \quad 3.2.0-1$$

3.2.1 Influence du rayon des spires

Le rayon considéré ici est le rayon de la spire extérieure de la bobine r (mm). La **Figure 3.2.1-1** présente l'évolution de l'inductance d'une bobine circulaire plane textile et selon le modèle de Wheeler [97] en fonction du rayon r , à nombre de spires constant, $Nb = 1$.

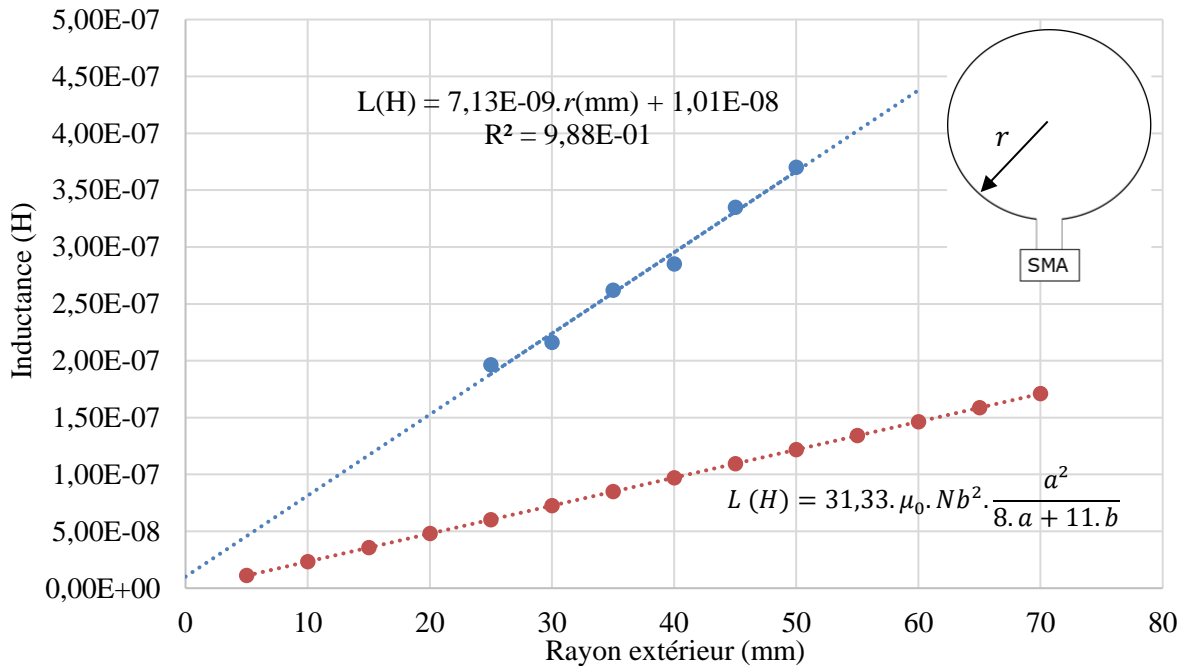


Figure 3.2.1-1. Évolution de l'inductance d'une bobine textile et selon le modèle de Wheeler à une spire en fonction de son rayon extérieur, et le schéma de la bobine étudiée [97]

En accord avec la littérature [97], l'augmentation du rayon des bobines circulaires planes textiles fait croître son inductance de manière linéaire à l'incertitude de mesure près, sur le domaine considéré. Ce comportement est semblable à celui des bobines circulaires planes classiques constituées de pistes de cuivre déposées sur un substrat de type FR4 utilisées en RFID. Cependant, la pente de l'évolution expérimentale est environ 2,9 fois supérieure à celle du modèle théorique. Cette différence peut être due à la microstructure torsadée (en solénoïde) des filaments au sein du fil textile conducteur utilisé pour créer des lignes de courant (**Figure 3.1.2-3**). Cette géométrie particulière apporte de l'inductance supplémentaire à la bobine textile par rapport à une géométrie cylindrique parfaitement rectiligne décrite dans le modèle. Ainsi, l'augmentation du rayon de la bobine textile entraîne une augmentation de la longueur du solénoïde, et donc apporte un coefficient directeur plus important.

3.2.2 Influence du nombre de spires

Le nombre de spires est le nombre de tours composant la bobine. La mesure d'inductance a été effectuée à rayon extérieur constant $r = 40 \text{ mm}$. La **Figure 3.2.2-1** présente l'évolution de l'inductance expérimentale et selon le modèle de Wheeler [97] en fonction du nombre de spires présentes dans une bobine circulaire plane textile.

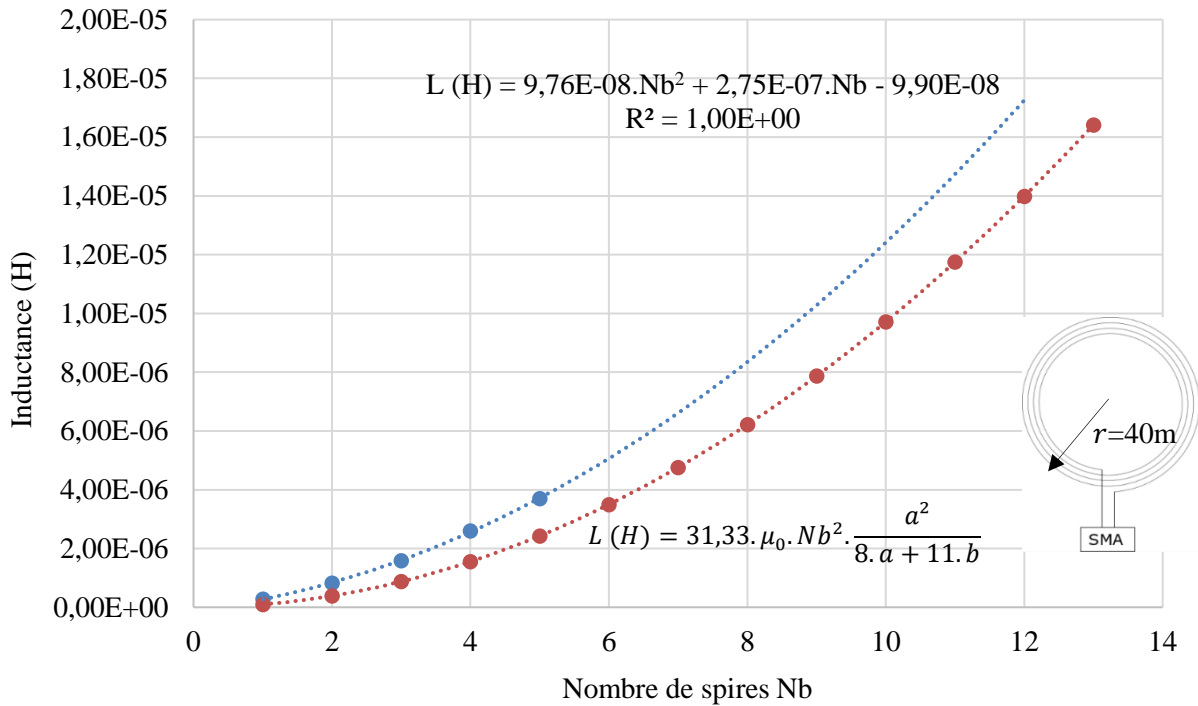


Figure 3.2.2-1. Évolution de l'inductance d'une bobine textile et selon le modèle de Wheeler, de rayon extérieur 40 mm, en fonction de son nombre de spires Nb , et le schéma de la bobine étudiée [97]

Comme pour le rayon, l'augmentation du nombre de spires dans une bobine plane circulaire textile tend à accroître l'inductance de cette dernière, sur le domaine considéré. Ce comportement est également similaire à celui des bobines usuelles et a été décrit dans la littérature [97]. Ensuite, l'évolution expérimentale de l'inductance a un comportement similaire à celui prévu par le modèle théorique. Cependant, les valeurs du modèle de Wheeler sont légèrement plus faibles. Comme pour l'influence du rayon sur l'inductance, ceci s'explique en partie à cause de la structure hélicoïdale du conducteur au sein du fil textile conducteur.

3.2.3 Modèle expérimental de l'évolution de l'inductance

L'évolution de l'inductance en fonction du nombre de spires et du rayon extérieur d'une bobine plane peut être considérée comme linéaire, sur le domaine examiné, afin de créer un modèle empirique de l'évolution de l'inductance. Ce modèle est décrit par le système d'équations 3.2.3-1.

$$\begin{cases} L = (9,76.Nb^2 + 27,5.Nb + 9,90).10^{-8} H, & \text{avec } r = 40mm \\ L = (7,13r + 10,1).10^{-9} H, & \text{avec } N = 1 \end{cases} \quad 3.2.3-1$$

Ce modèle basique ne permet pas de décrire avec précision l'inductance des bobines planes circulaires textiles, mais il peut être utilisé pour l'estimer, dans les conditions exprimées ci-avant, pour réaliser des antennes accordées à 13,56 MHz.

3.3 Conception d'éléments capacitifs textiles

Les capacités textiles ont été conçues et réalisées selon la méthode décrite en section 2.3.2.4. Les échantillons ont ensuite été caractérisés à l'aide d'un impédancemètre Agilent 4964A selon le protocole de la section 2.4.4.

Le premier objectif de ces mesures est de déterminer si la broderie de deux lignes de courant proches permet d'obtenir un effet capacitif pouvant être utilisé pour remplacer un condensateur et ainsi créer un circuit RLC 100% textile.

Ensuite, la valeur d'une capacité est, a priori, dépendante de la surface et de la distance entre deux conducteurs proches. Dans le cas des capacités électriques en matériaux textiles élaborées, ces paramètres peuvent être modifiés en faisant varier la longueur des lignes de courant et leurs écartements. Cependant, les bobines circulaires planes textiles sont construites avec une ligne de courant formant une spirale circulaire (de 6 ou 12 spires dans notre cas), comme le montre le schéma de la **Figure 3.2.3-1**. Par conséquent un modèle composé de deux lignes de courant rectiligne n'est pas représentatif de la réalité car dans la bobine, toutes les spires peuvent être considérées comme proches et ont donc une influence les unes sur les autres.

De plus, la mesure directe de la capacité de circuits possédants aussi une inductance, comme les bobines étudiées, n'est pas possible avec un impédancemètre. En effet, l'appareil permet seulement de caractériser directement la capacité des circuits RC (résistance + capacité).

Dès lors, le deuxième objectif des tests est d'évaluer, de manière qualitative seulement, l'influence de la longueur des lignes de courant proches l (en mm) et de leur écartement d (en mm) sur la valeur de la capacité électriques textiles.

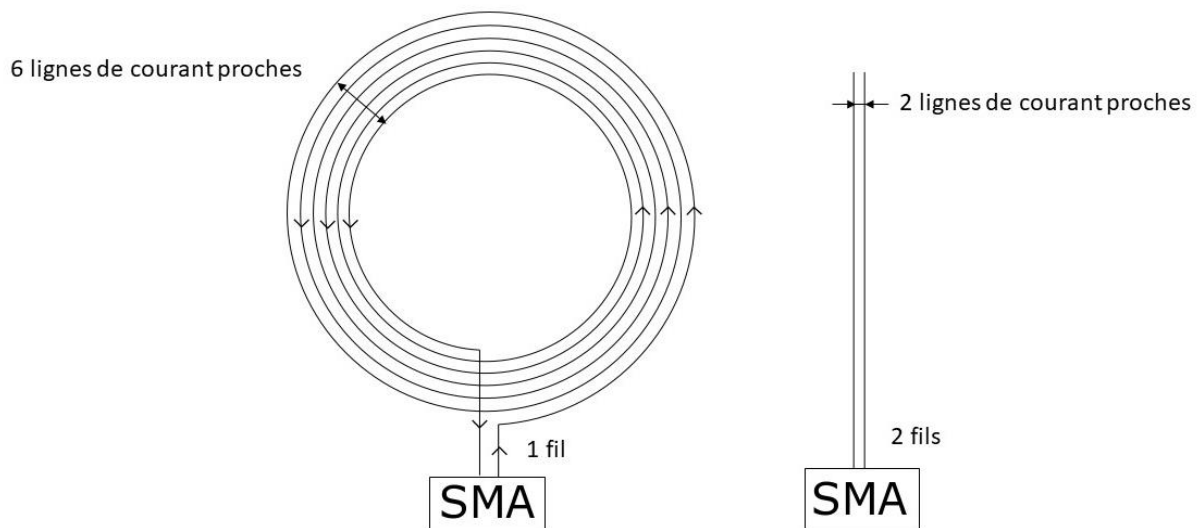


Figure 3.2.3-1. Comparaison entre la configuration d'une mesure de capacité électrique en matériaux textiles (à droite) et la configuration réelle des lignes de courant (à gauche)

3.3.1 Influence de l'écartement entre deux lignes de courant sur la capacité

La capacité de deux lignes de courant d'une longueur donnée de 100 mm, a été évaluée à l'aide de l'impédancemètre en fonction de l'écartement entre ces deux lignes (d en mm). La **Figure 3.3.1-1** montre l'évolution de la capacité électrique C du système en fonction de l'écartement entre les deux lignes de courant de 0,75 à 2,25 mm. La fréquence de mesure a été fixée à 13,56 MHz.

Cependant, le connecteur SMA utilisé pour relier l'échantillon à l'impédancemètre possède une capacité de 3 pF qui doit être prise en compte dans l'analyse des résultats. Cette valeur a donc été retranchée aux valeurs de capacités mesurées.

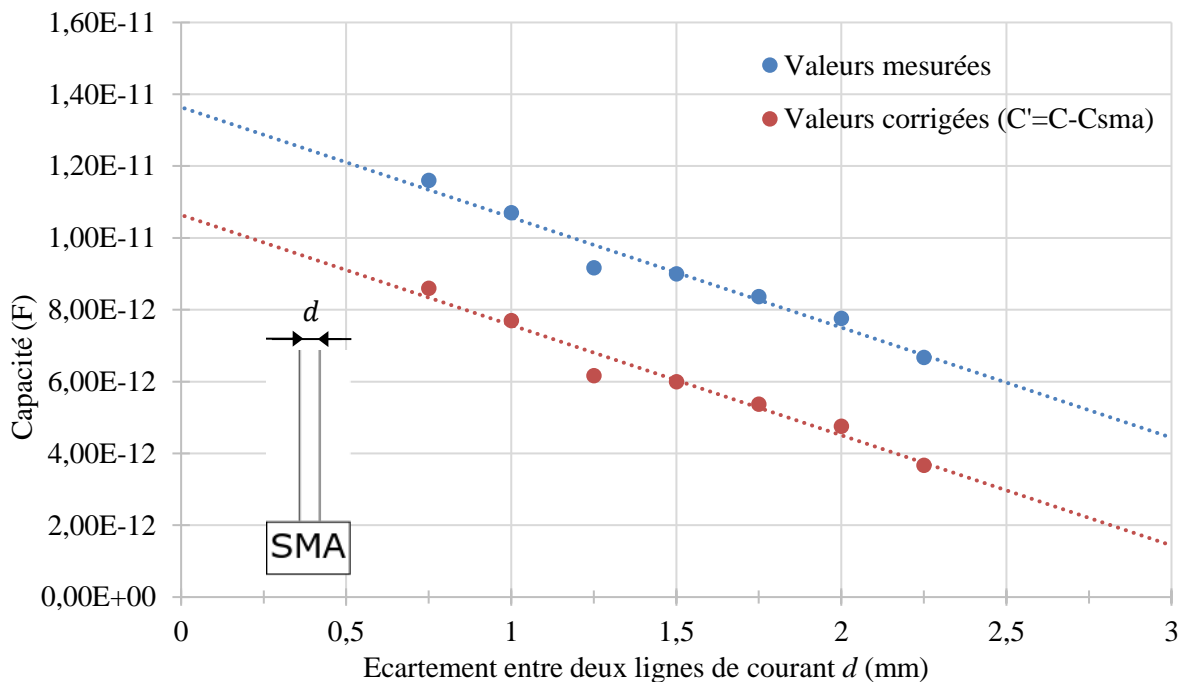


Figure 3.3.1-1. Évolution de la capacité électrique entre deux lignes de courant et de la capacité corrigée ($C' = C - C_{SMA}$), de 100 mm, à 13,56 MHz, en fonction de la distance qui les séparent

La **Figure 3.3.1-1** montre une dépendance hyperbolique décroissante, approximée ici au premier ordre par une décroissance linéaire, de la capacité en fonction de l'écartement d entre deux lignes de courant sur le domaine considéré. Ceci prouve qu'il est possible de réaliser un condensateur purement textile dans une structure textile brodée en utilisant le fil Datatrans®

La capacité provient à la fois de la structure d'un fil Datatrans®, de la superposition de ces trois fils brodés et de l'écartement entre ces deux lignes de courant. Les impédances d'un fil Datatrans® et d'une ligne de courant n'étant pas connues, nous avons exprimé la capacité finale de la structure brodée uniquement en fonction de l'écartement, pour une longueur donnée, même si elle est dépendante également d'autres paramètres qui ne sont pas l'objet de cette étude.

3.3.2 Influence de la longueur des lignes de courant sur la capacité

La capacité de deux lignes de courant pour un écartement fixe de 0,75 mm, a été évaluée à l'aide de l'impédancemètre en fonction de la longueur de ces deux lignes (l en mm). La **Figure 3.3.2-1** montre l'évolution de la capacité électrique du système en fonction de la longueur des deux lignes de courant de 20 à 180 mm (avec un pas de 20 mm). La fréquence de mesure a été fixée à 13,56 MHz.

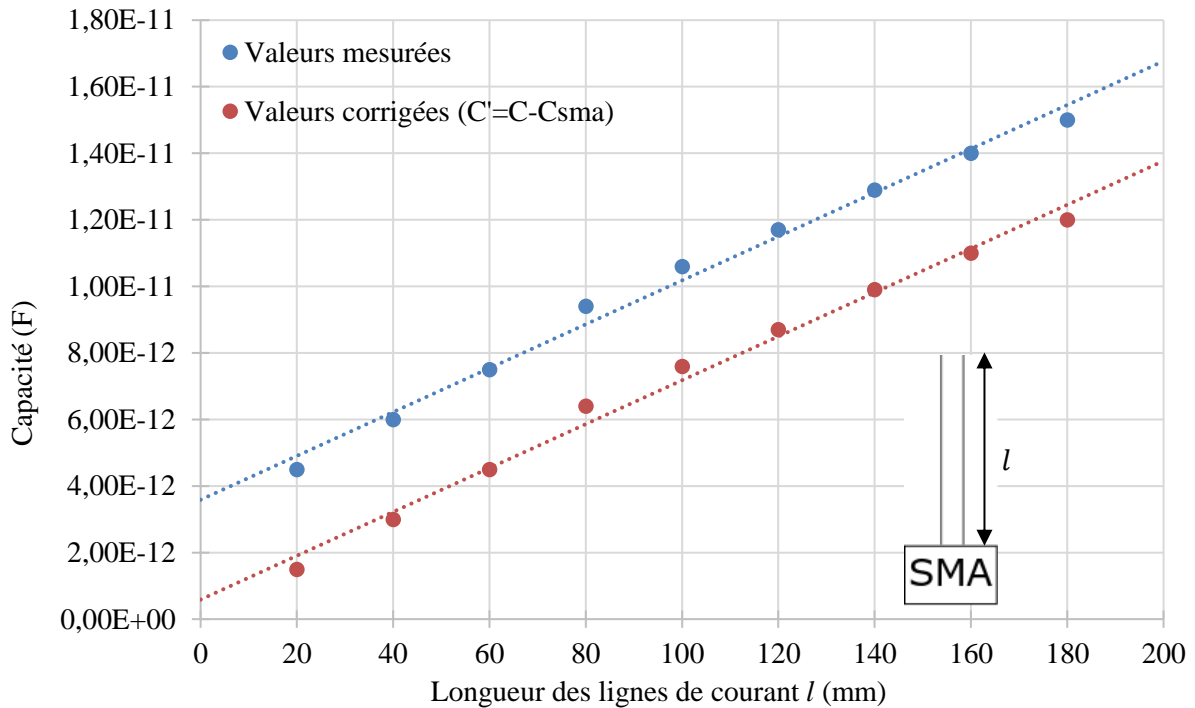


Figure 3.3.2-1. Évolution de la capacité électrique entre deux lignes de courant et de la capacité corrigée ($C' = C - C_{SMA}$), écartées de 0,75 mm, à 13,56 MHz, en fonction de leurs longueurs

La **Figure 3.3.2-1** montre une dépendance linéaire croissante de la capacité en fonction de la longueur des deux lignes de courant sur le domaine considéré.

Ce résultat semble correct, car il correspond à l'expression d'une capacité dépendant de manière proportionnelle de la surface des électrodes en rapport avec la longueur des lignes de courant et de manière inversement proportionnelle à l'écartement de celles-ci.

Aussi, ces résultats montrent qu'il est possible de réaliser des capacités électriques uniquement avec des matériaux et des procédés textiles dont l'ordre de grandeur est de plusieurs dizaines de pF/m à l'instar d'un câble coaxial RG58 (100pF/m). La valeur peut être choisie en modifiant la longueur et l'écartement des lignes de courant.

3.4 Conception et étude des antennes NFC textiles

3.4.1 Étude théorique

3.4.1.1 Fréquence de résonance

La résistance électrique R du circuit RLC est répartie sur l'ensemble de la ligne de courant, car elle est issue de la résistance linéique des lignes de courant. Une seule inductance L provenant de la géométrie spirale circulaire plane du circuit est présente, auquel s'ajoute l'effet inductif apporté par la géométrie hélicoïdale très particulière du fils Datatrans® non étudiés ici. Elle est considérée en série avec la résistance globale du circuit. La capacité répartie C est issue du faible écartement entre les lignes de courant, ainsi elle se trouve en parallèle de la résistance et de l'inductance. Le circuit créé peut donc être décrit comme un « RL série – C parallèle », et son schéma électrique est présenté en **Figure 3.4.1-1**

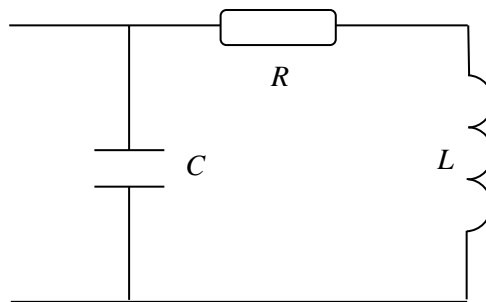


Figure 3.4.1-1. Schéma électrique des antennes NFC textiles

L'ajout d'une ligne de transmission ne modifie pas le schéma électrique du circuit car C et R représentent (section 2.3.2.2), respectivement, la capacité et la résistance globales. L'influence de cet ajout sur l'inductance peut être négligée en raison de la géométrie rectiligne de la ligne si celle-ci n'est pas trop longue.

Le schéma électrique permet de calculer l'impédance Z du circuit, et donc de déterminer la fréquence de résonance ainsi que le facteur de qualité des antennes à partir des équations des parties réelle $Re(Z)$ et imaginaire $Im(Z)$ de l'impédance, présentées par l'équation 3.4.1-1. En notant j le nombre complexe et $\omega = 2\pi f$ la pulsation (avec f en Hz), on peut calculer :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jL\omega} + jC\omega$$
$$\frac{1}{Z} = \frac{1 + jRC\omega - CL\omega^2}{R + jL\omega}$$
$$Z = \frac{R + jL\omega}{1 + jRC\omega - LC\omega^2}$$
$$Z = \frac{(R + jL\omega)(1 - LC\omega^2 - jRC\omega)}{(1 - LC\omega^2 + jRC\omega)(1 - LC\omega^2 - jRC\omega)}$$

$$Z = \frac{R + j\omega(L - L^2C\omega^2 - R^2C)}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)}$$

$$Re(Z) = \frac{R}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)} \quad \text{et} \quad Im(Z) = \frac{\omega(L - L^2C\omega^2 - R^2C)}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)} \quad 3.4.1-1$$

Lorsque l'antenne est utilisée pour transmettre de l'énergie par couplage magnétique avec un système qui comporte une résistance pour exploiter cette énergie (télé-alimentation d'un tag NFC capteur), une partie de la puissance est dissipée dans les résistances de pertes et de charge. Une autre partie de la puissance est stockée dans les éléments réactifs de l'ensemble antenne-récepteur (si celui-ci n'est pas une résistance pure) ce qui est le cas d'un tag NFC par exemple.

La fréquence de résonance est atteinte lorsque l'annulation du stockage d'énergie dans les éléments réactifs de l'antenne est obtenue, c'est-à-dire lorsque la partie imaginaire de l'impédance est nulle.

Ici, en absence de charge de couplage (fonctionnement « à vide ») on obtient la formule de la fréquence de résonance en annulant la partie imaginaire de l'impédance, présentée par l'équation 3.4.1-2

$$\begin{aligned} Im(Z) &= 0 \\ \frac{j\omega(L - L^2C\omega^2 - R^2C)}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)} &= 0 \\ L - L^2C\omega^2 - R^2C &= 0 \\ f_0^2 &= \frac{-R^2C + L}{4\pi^2L^2C} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-R^2C + L}{L^2C}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{si } R \ll \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \quad 3.4.1-2$$

Cette équation permet de calculer la fréquence de résonance théorique des antennes à partir des valeurs d'inductance et de capacité du circuit. La valeur de L peut-être approximée grâce au modèle empirique de la section 3.2.3. mais ce n'est pas le cas pour C . En effet, le comportement de la capacité en matériaux textiles développée est inconnu dans le cas d'une bobine circulaire plane à plusieurs spires (cf. section 3.3.).

Cependant, il est possible de déterminer la valeur de capacité nécessaire aux circuits afin que l'antenne résonne à 13,56 MHz à partir de l'équation 3.4.1-3 et du modèle empirique de l'évolution de l'inductance en fonction du nombre de spires.

$$C = \frac{1}{L \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2} \quad \text{si } R \ll \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 3.4.1-3$$

Pour une antenne composée de 12 spires, de rayon extérieur de 40 mm, de 0,75 mm d'écartement entre les spires le modèle empirique prévoit une inductance $L = 1,73 \cdot 10^{-5} H$. Pour que cette antenne possède une fréquence de résonance $f_0 = 13,56 MHz$, alors la capacité théorique nécessaire au circuit est $C = 7,92 \cdot 10^{-12} F$.

De manière analogue, une antenne de 6 spires, avec une ligne de transmission de 200 mm, de rayon extérieur de 40 mm, de 0,75 mm d'écartement entre les spires, résonant à $f_0 = 13,56 MHz$ et dont le modèle empirique prévoit une inductance $L = 5,06 \cdot 10^{-6} H$ doit posséder une capacité théorique de $C = 2,72 \cdot 10^{-11} F$, en négligeant l'apport d'induction de la ligne de transmission (composée de deux lignes de courant rectilignes parallèles et très proches).

D'après le modèle empirique de l'inductance et l'équation théorique de la fréquence de résonance, l'ordre de grandeur des capacités théoriques nécessaires pour que l'antenne résonne à 13,56 MHz est similaire à celui de l'étude qualitative de la section 3.3.

3.4.1.2 Facteur de qualité

L'efficacité des circuits RLC peut être évaluée grâce à une grandeur sans unité appelée facteur de qualité Q qui conditionne l'efficacité de rayonnement du circuit, ou encore le rapport entre la fréquence de résonance f_0 sur la largeur de la bande passante à $-3 dB$. Dans le cas de circuits RLC, il peut également être défini en fonction de son inductance L , sa résistance R et de la pulsation propre $\omega_0 = 2\pi f_0$, comme le montre l'équation 3.4.1-4.

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \quad 3.4.1-4$$

Le facteur de qualité peut aussi être déterminé graphiquement à partir de la courbe de la partie réelle de l'impédance en utilisant l'équation 3.4.1-5, exprimant le rapport de la fréquence de résonance sur la largeur de la bande passante.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad 3.4.1-5$$

3.4.2 Simulation du comportement électrique des antennes NFC textile

3.4.2.1 Principe

Afin de prévoir les caractéristiques électriques des antennes NFC textiles avant leurs prototypes, il est possible de simuler leurs comportements à l'aide du logiciel LTspice™. Les valeurs des différents éléments électriques (capacité, inductance et résistance) peuvent être ajustées à tous moments afin d'évaluer l'impédance du circuit.

3.4.2.2 Résultats

Dans le but de déterminer l'impact de la résistance sur le facteur qualité des antennes NFC textiles à 12 spires, des simulations de circuits RLC ont été réalisées. La longueur de ligne de courant utilisée pour réaliser une telle antenne est d'environ 3 m et sa résistance linéique est $1,6 \Omega.m^{-1}$, donc la valeur de sa résistance théorique $R_{th-1} = 4,83 \Omega$. Une deuxième valeur de résistance largement (deux ordres de grandeur) supérieure a aussi été simulé $R_{th-2} = 483 \Omega$. Les valeurs d'inductance et de capacité ont été fixées pour que l'antenne résonne à 13,56 MHz, selon les valeurs obtenues par calcul dans la section 3.4.1.1. à savoir $L = 1,73.10^{-5} H$ et $C = 7,92.10^{-12} F$. Le résultat de la simulation est montré en **Figure 3.4.2-1**. Il représente l'évolution du module de l'impédance en fonction de la fréquence. S'agissant d'un circuit « bouchon », celle-ci passe par un maximum à la fréquence de résonance. On constate clairement la dépendance de l'amplitude et de la bande passante vis-à-vis de la résistance présente dans le circuit.

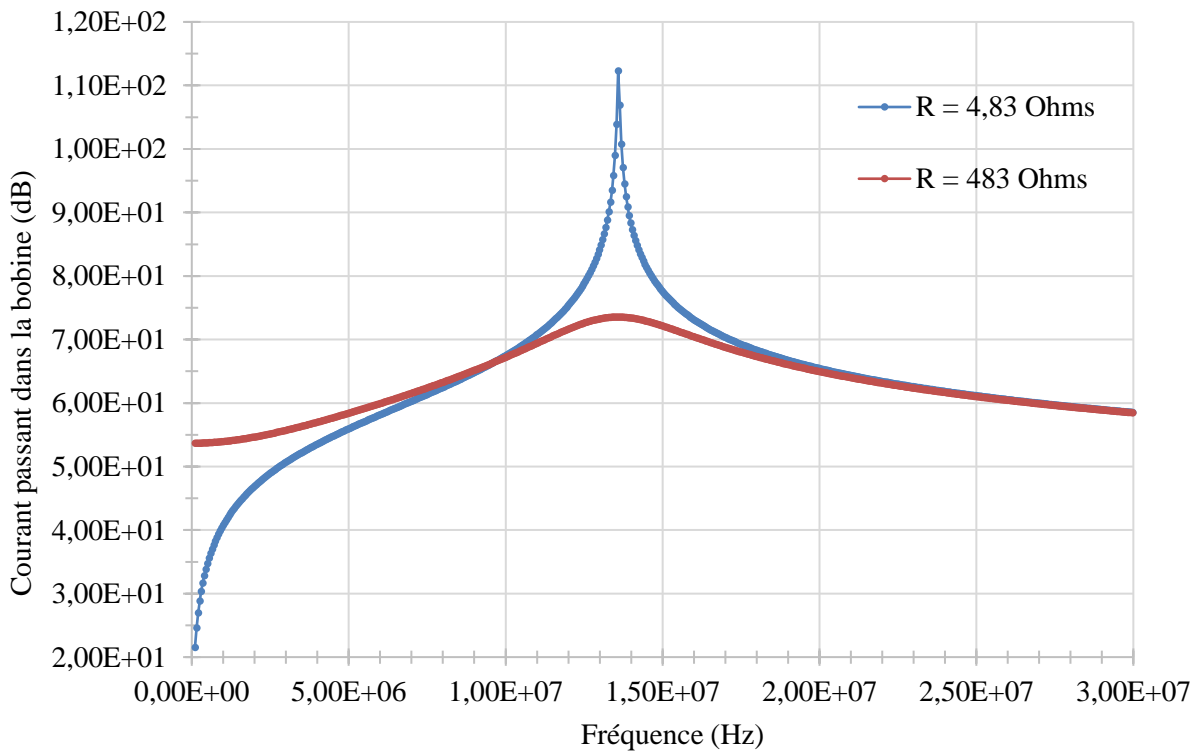


Figure 3.4.2-1. Simulation de la réponse en dB des antennes à 12 spires résonant à 13,56 MHz avec une résistance globale de 4,83 Ω et 483 Ω

3.4.3 Caractéristiques électriques expérimentales des antennes NFC textiles

Le protocole de caractérisation, effectué à l'aide d'un impédancemètre Agilent 4964A, et les échantillons testés sont décrits dans la section 2.4.4. L'objectif de ce montage est de déterminer la fréquence de résonance et le facteur de qualité des circuits RLC développés.

Le connecteur SMA possède une capacité de 3 pF, il est donc important de prendre en compte ceci dans l'analyse des résultats. Cependant, d'un point de vue électrique cette capacité est placée en parallèle

avec la capacité répartie du circuit, la formule de l'impédance reste donc inchangée car deux capacités en parallèles s'ajoutent, comme le montre la

Figure 3.4.3-1.

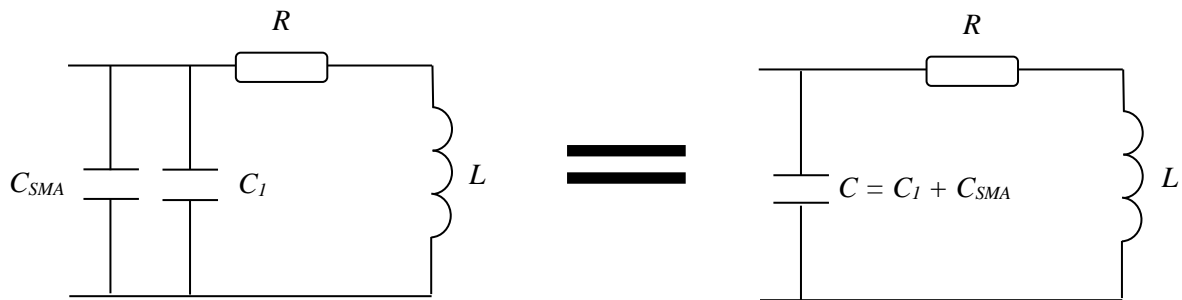


Figure 3.4.3-1. Schéma électrique d'une antenne NFC textile connecté à un SMA et sa simplification

3.4.3.1 Antennes sans ligne de transmission

Les évolutions fréquentielles des parties réelle et imaginaire de l'antenne NFC textile sans ligne de transmission sont présentés par la **Figure 3.4.3-2**.

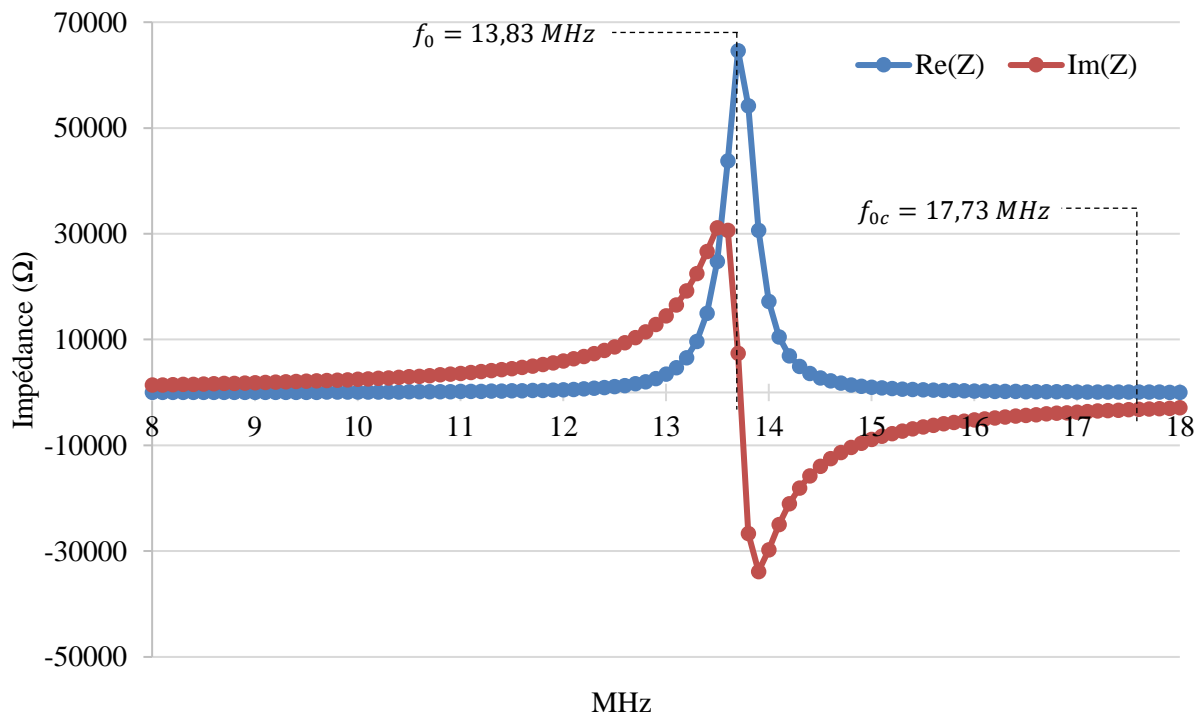


Figure 3.4.3-2. Evolution fréquentielle des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'une antenne NFC textile sans ligne de transmission à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre deux lignes de courant

Par lecture graphique, la fréquence de résonance de l'antenne avec le connecteur SMA est $f_0 = 13,83 \text{ MHz}$ et le facteur de qualité de l'antenne vaut $(Q = \frac{f_0}{\Delta f}) Q = 55$. Toutefois, l'antenne textile étant sensée fonctionner sans le connecteur SMA, la fréquence de résonance corrigée vaut $f_{0c} = 17,73 \text{ MHz}$. La capacité de l'antenne seule est égale à $C - C_{sma} = 7,66 \cdot 10^{-12} - 3 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 4,66 \cdot 10^{-12} \text{ F}$, ce qui est cohérent avec la valeur de capacité théorique nécessaire pour que l'antenne résonne à $13,56 \text{ MHz}$ obtenue dans la section 3.4.1.1. ($7,92 \cdot 10^{-12} \text{ F}$). Aussi, $\sqrt{\frac{L}{C}} = 1503 \gg R = 4,8$, ces valeurs ont donc été calculées à partir de l'équation 3.4.1-3.

La fréquence de résonance expérimentale du prototype est légèrement décalée par rapport au $13,56 \text{ MHz}$ attendu. Cette augmentation peut provenir de l'imprécision du procédé de broderie à ces dimensions. Cependant, la valeur du facteur de qualité admet une bande passante assez large pour communiquer à $13,56 \text{ MHz}$ en utilisant la norme NFC. Dans le cas des antennes textiles où il est difficile d'obtenir une fréquence de résonance précise de $13,56 \text{ MHz}$ (NFC) il est préférable d'avoir un facteur de qualité Q relativement limité afin de couvrir une bande de fréquence élargie compatible avec les bandes de fréquences utilisées par le standard NFC.

3.4.3.2 Antenne avec ligne de transmission

Comme pour les mesures précédentes, l'ajout d'une ligne de transmission et d'un connecteur SMA au circuit n'a pas de conséquence sur le schéma électrique du circuit électrique et ses valeurs de résistance et de capacité sont négligées. La **Figure 3.4.3-3** présente l'évolution fréquentielle des parties réelle et imaginaire de l'impédance du prototype d'antenne NFC textiles ayant 6 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de $0,75 \text{ mm}$ d'écartement entre les lignes de courant et une ligne de transmission de 200 mm en fonction de la fréquence.

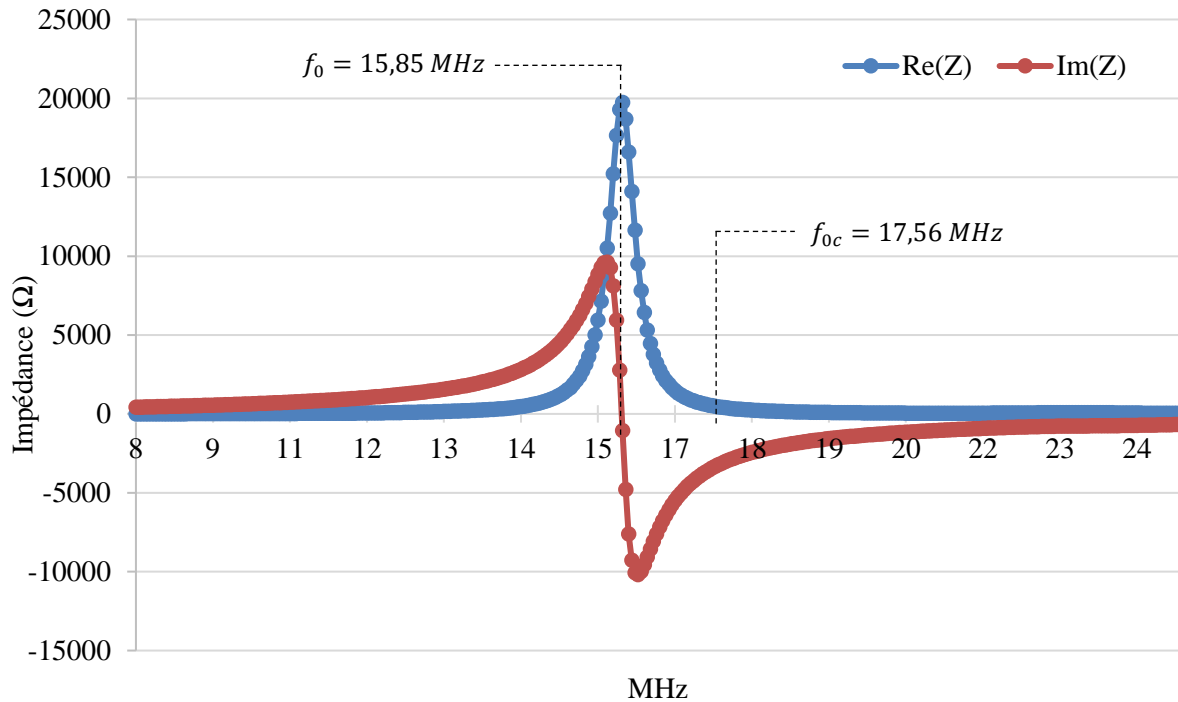


Figure 3.4.3-3. Evolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'une antenne NFC textile sans ligne de transmission à 6 spires, avec une ligne de transmission de 20 mm, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre les lignes de courant

D'après les résultats obtenus, ce prototype d'antenne possède une fréquence de résonance de 15,85 MHz et un facteur de qualité de 45. De manière analogue à la section ci-avant, la fréquence de résonance corrigée vaut $f_{0c} = 17,56 \text{ MHz}$, car la capacité de l'antenne seule est égale à $C - C_{sma} = 1,62 \cdot 10^{-11} - 3 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 1,32 \cdot 10^{-11} \text{ F}$ avec $\sqrt{\frac{L}{C}} = 620 \gg R = 2,8$. Aussi cette valeur est également proche de la valeur de capacité théorique obtenue dans la section 3.4.1.1 ($2,71 \cdot 10^{-11} \text{ F}$)

Contrairement à l'antenne sans ligne de transmission ou la marge d'erreur était acceptable, ici le fort décalage de la fréquence de résonance par rapport à 13,56 MHz risque de limiter l'efficacité de transfert pour des applications NFC.

Néanmoins, cette géométrie d'antenne sera réutilisée pour les études suivantes. En effet, même si la fréquence de résonance n'est pas centrée sur 13,56 MHz, le comportement électrique général de la structure demeure identique. De plus ces antennes permettent malgré tout le transfert d'un signal NFC. Ce choix s'inscrit également dans une démarche comparative entre les différentes structures développées.

3.4.4 Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les antennes NFC textile

3.4.4.1 Simulation numérique

Dans le cadre du projet, les fils textiles conducteurs utilisés sont des fils retors composés d'une âme en PET sur laquelle sont enroulés quatre filaments de cuivre, et le tout est recouvert d'une couche de

filaments de polyamide. La partie conductrice a donc une structure solénoïdale répétée quatre fois. Cette géométrie est très complexe à modéliser avec un outil numérique 3D. De plus la nature textile du fil le rend irrégulier (diamètre, écartement, ...). Un conducteur équivalent ayant des propriétés électriques similaires à notre ligne de courant a donc été déterminé, même si ce modèle reste limité notamment par rapport à l'évolution de sa résistance en fonction de la fréquence.

La littérature nous permet de nous appuyer sur différents modèles déjà établis pour les structures conductrices multi brins. Ces structures sont soumises à un effet de proximité du aux courants de Foucault ; auxquelles s'ajoute l'effet de peau, que l'on peut minimiser grâce à l'utilisation de fil multibrins encore appelé *fils de Litz* ¹. Pour résumer, les courants circulants dans plusieurs conducteurs très proches créent des champs magnétiques transverses qui dévient les courants circulant dans les conducteurs proches et ses courants "transverses" s'atténuent en raison de la résistance des conducteurs. On peut donc, dans notre cas, utiliser les formules établies par Dowell (1966) [99] et précisées par Wodja (2016) [33] afin de déterminer un modèle de conducteur équivalent qui sera utilisé dans les simulations réalisées grâce au logiciel Ansys HFFS.

Afin de mieux mettre en évidence la résonance des antennes textiles considérées, les simulations présentées ci-après ont été réalisées avec une source de tension telle que sa partie réelle a été adaptée à la partie réelle de l'antenne calculée à la fréquence de résonance. Les valeurs d'amplitude du paramètre S_{11} ne sont donc pas spécialement pertinentes. En effet, selon les cas d'usage envisagés par la suite (antenne textile d'émission, de réception ou utilisées dans des relais) les antennes textiles seront non accordées, simplement accordées ou adaptées en impédance en partie réelle et imaginaire. C'est la fréquence de résonance qui sera observée préférentiellement.

Dans le cas de l'antenne comprenant 12 spires, les simulations mettent en évidence la présence d'une résonance à 12.64MHz ainsi qu'un paramètre $S_{11} = -32 \text{ dB}$, présentés par la **Figure 3.4.4-1**.

Concernant l'antenne à 6 spires comprenant une ligne de transmission de 20cm, les simulations montrent une résonance à 14.3MHz et un paramètre $S_{11} = -12,5 \text{ dB}$, présentés par la **Figure 3.4.4-2**.

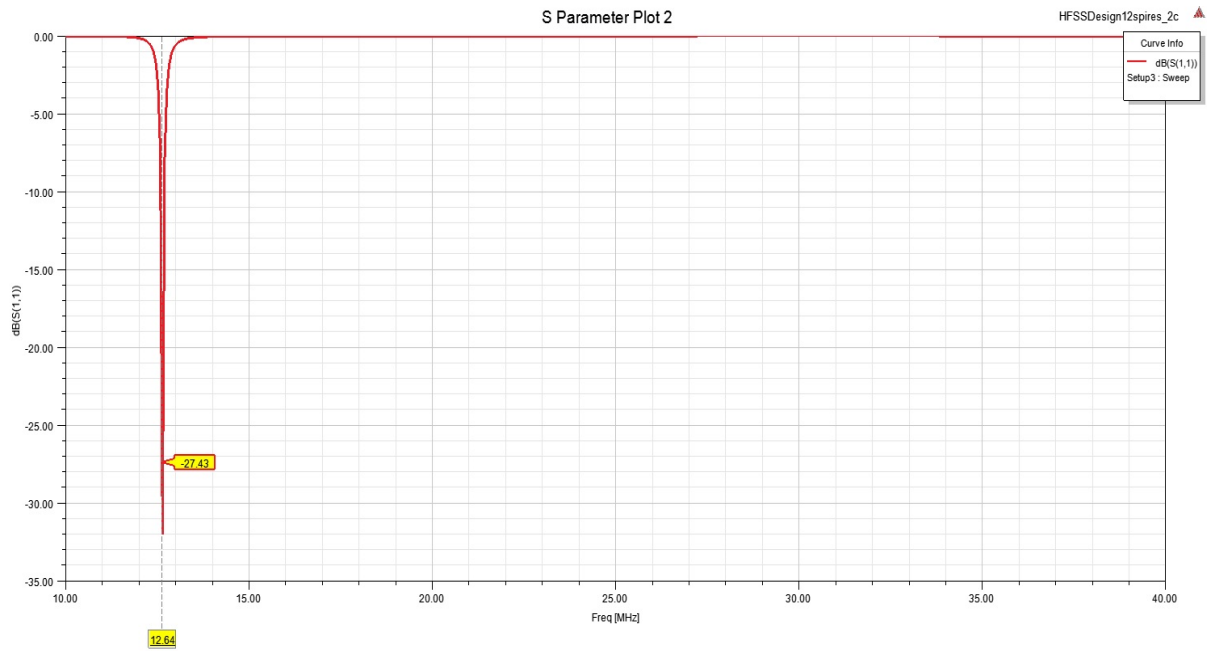


Figure 3.4.4-1. Evolution du paramètre S_{11} pour une antenne à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre ses lignes de courant et sans ligne de transmission

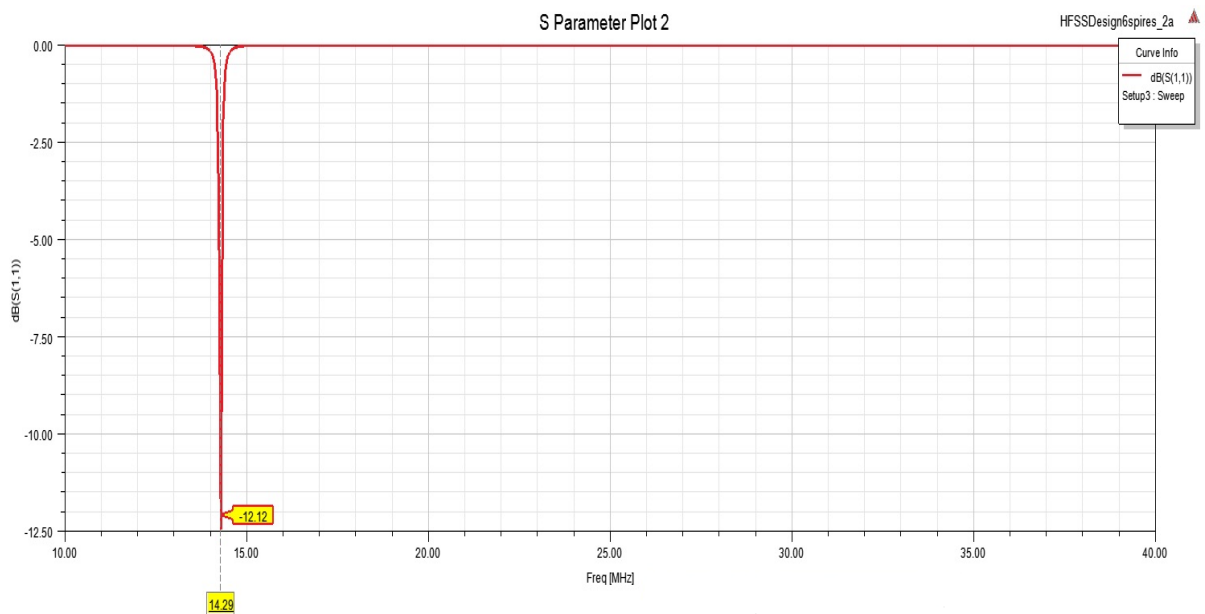


Figure 3.4.4-2. Evolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour une antenne à 6 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre ses lignes de courant et avec une ligne de transmission de 200mm

La différence entre les deux paramètres S_{11} peut s'expliquer par le fait que l'antenne à 6 spires comporte une ligne de transmission qui augmente la résistance du circuit sans pour autant augmenter son inductance ($Q = \frac{L\omega_0}{R}$). Contrairement à l'antenne à 12 spires, qui a naturellement une plus grande

résistance qu'une antenne à 6 spires car sa longueur de fil utilisée est plus importante, mais qui a également une inductance plus élevée.

3.4.4.2 Paramètre de répartition S (VNA)

Les antennes NFC textiles ont pour vocation d'émettre ou de recevoir un champ électromagnétique via la bobine circulaire plane qui les composent. Ces structures peuvent être directement reliées à l'analyseur de réseau vectoriel, il est donc possible d'étudier le coefficient de réflexion en entrée S_{11} (en dB) qui est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente en entrée, lorsque la sortie est adaptée. Il représente donc les pertes en réflexion de l'antenne. La **Figure 3.4.4-3** présente l'évolution fréquentielle du paramètre S_{11} des antennes à 12 et 6 spires.

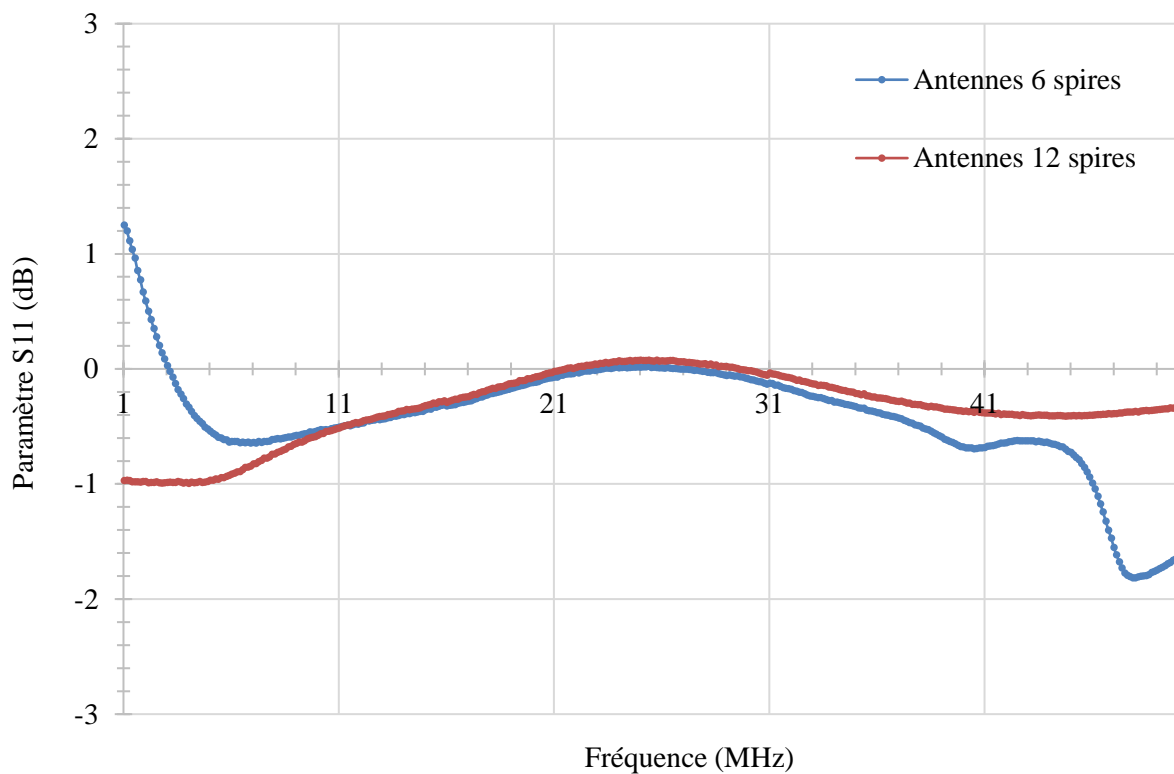


Figure 3.4.4-3. Evolution fréquentielle du paramètre S_{11} (en dB) des antennes à 12 et à 6 spires

Ces courbes de mesure font apparaître un minimum de S_{11} de l'ordre de quelques dB négatifs car l'impédance du générateur de l'appareil de mesure vaut 50Ω et diffère notablement de la valeur de la résistance de l'antenne à la résonance, étant donné que l'on n'a pas intercalé de circuit adaptateur d'impédance entre l'antenne textile et le VNA. C'est un choix délibéré qui est, encore une fois, conditionné par le type d'usage que l'on fera, à terme, de l'antenne textile.

3.4.4.3 Cartographie du champ électromagnétique induit des antennes NFC textiles

Le champ électromagnétique émis par les antennes NFC textiles lorsqu'elles sont connectées à un générateur délivrant un signal sinusoïdal à 13,56 MHz a été cartographié à l'aide du Scanphone®, selon le protocole décrit en section 2.4.9. Les **Figure 3.4.4-4** et **Figure 3.4.4-5** montrent, respectivement les cartographies en réalité augmentée et les surfaces 3D des émissions des antennes à 6 spires avec ligne de transmission et à 12 spires sans ligne de transmission.

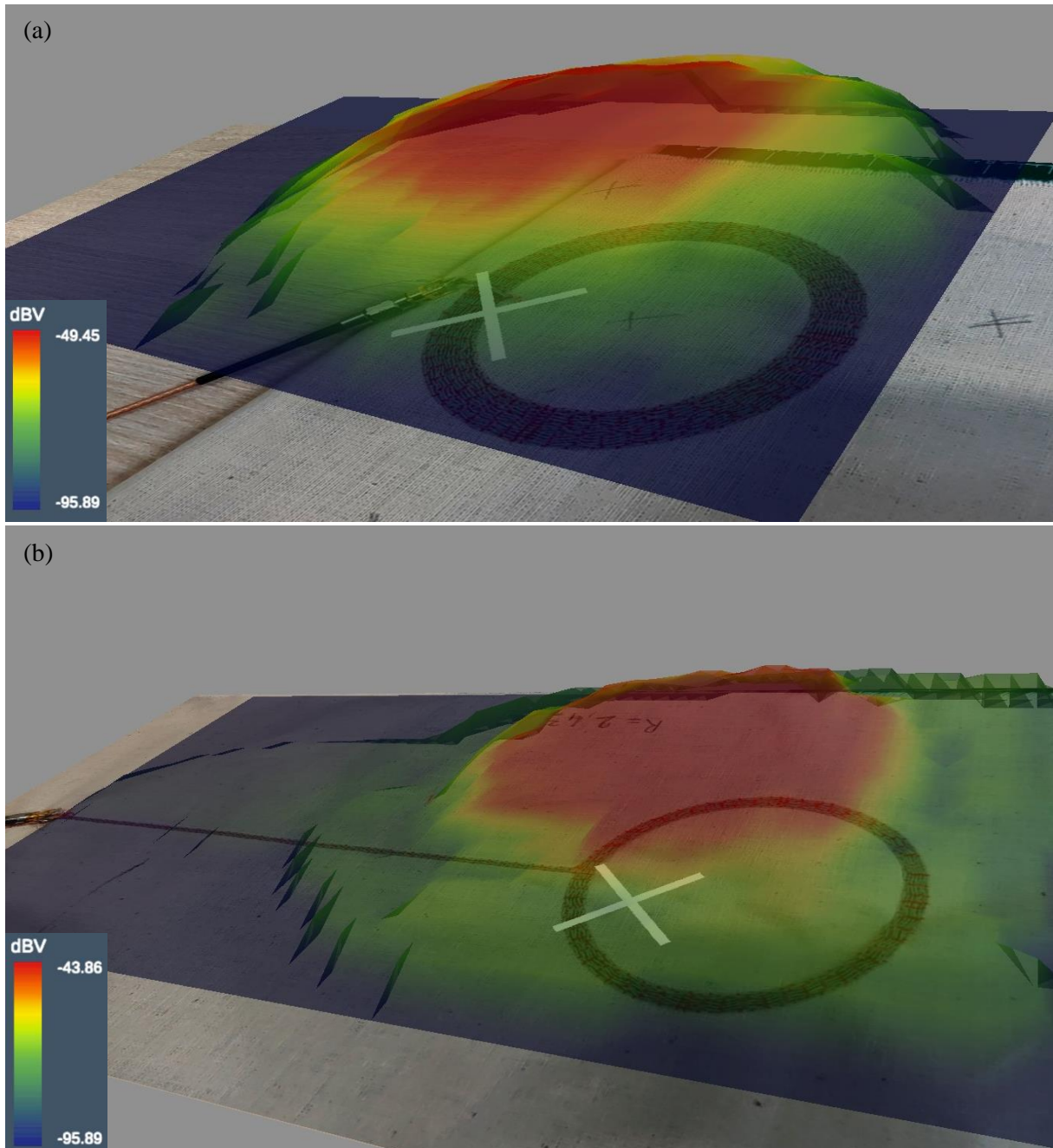


Figure 3.4.4-4. Cartographie en réalité augmentée des antennes NFC textiles à (a) 12 spires sans ligne de transmission et à (b) 6 spires avec une ligne de transmission de 200 mm

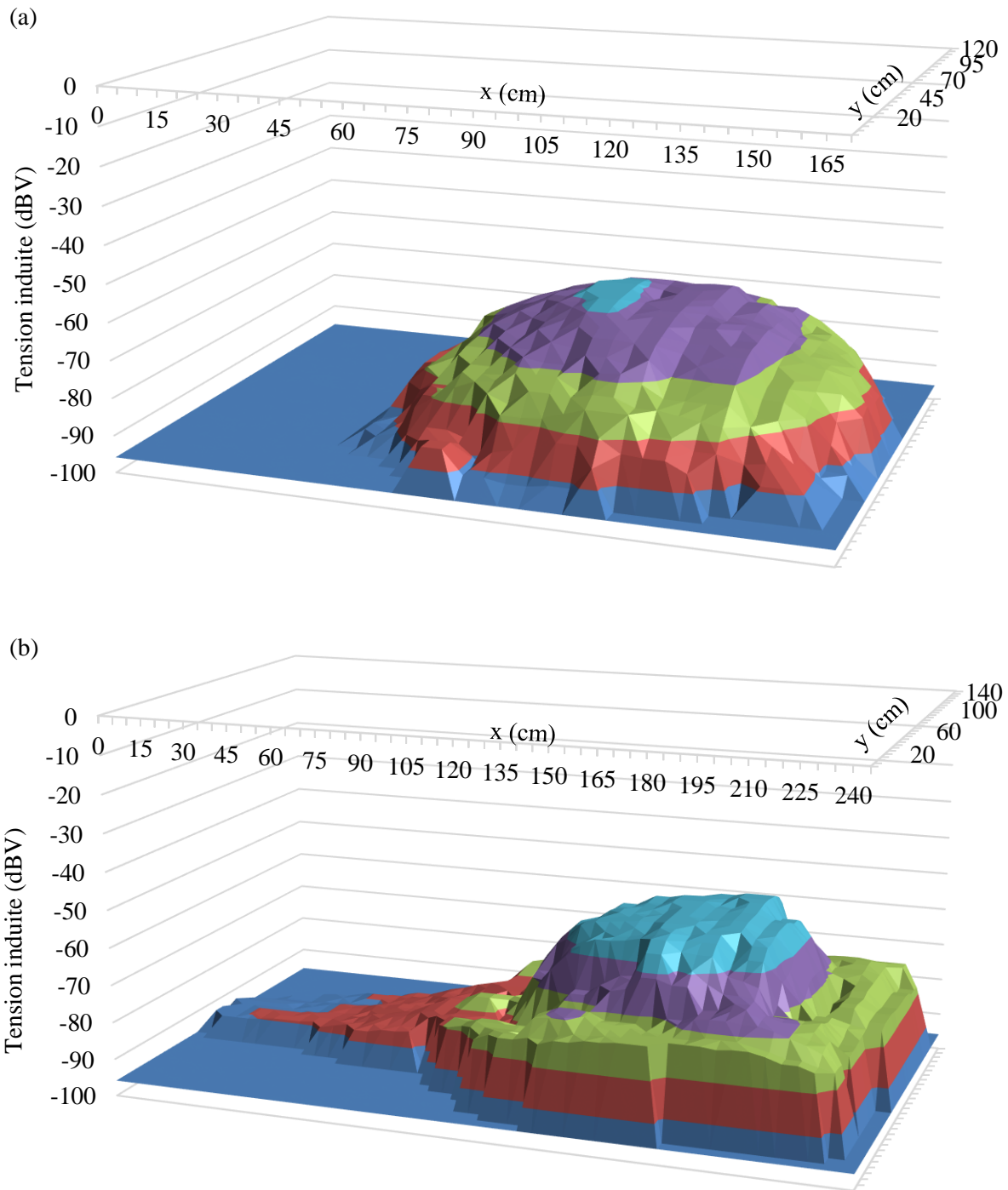


Figure 3.4.4-5. Surface 3D de la tension induite mesurée par le Scanphone® pour les antennes NFC textiles à (a) 12 spires sans ligne de transmission et à (b) 6 spires avec une ligne de transmission de 200 mm

La cartographie du champ électromagnétique émis par les antennes NFC textiles à 12 et 6 spires montre qu'il est localisé au-dessus des bobines circulaires planes. Dans le cas de l'antenne à 6 spires, la ligne de transmission rayonne également, mais la tension induite par ces émissions est nettement

inférieure à celle de la bobine circulaire plane. Ces résultats montrent également que l'intensité du champ émis décroît drastiquement dès lors que l'on s'éloigne de la bobine.

Ces structures possèdent donc des propriétés similaires en termes d'émissions aux antennes NFC usuelles.

3.5 Preuves de concept

3.5.1 Transfert d'énergie

Malgré le décalage de la fréquence de résonance pour l'antenne avec ligne de transmission, une preuve de concept a été réalisée afin de montrer la faisabilité de ce type de structure pour transmettre de l'énergie sans fil.

Ainsi, le prototype d'antenne NFC textile avec ligne de transmission a été connecté par soudure à une diode électroluminescente (DEL). La bobine textile présente dans l'antenne a été alimentée par un champ électromagnétique à 13,56 MHz émis par un téléphone portable (plusieurs centaines de mW pulsés) afin d'alimenter la DEL via l'antenne NFC textile. La **Figure 3.5.1-1** montre le prototype dans le cadre de cette utilisation.



Figure 3.5.1-1. Preuve de concept du transfert d'énergie en entre un smartphone et une antenne à 6 spires, de 40 mm de rayon et de 0,75 mm d'écartement entre les lignes de courant avec une ligne de transmission de 200 mm connectée à une DEL. A gauche, le prototype sans le smartphone avec le logo « ENSAIT » matérialise la zone où le placer : la DEL est éteinte. A droite, le prototype avec le téléphone portable avec le mode NFC activé est placé sur l'antenne : la DEL est allumée.

Le prototype d'antenne permet donc de transmettre suffisamment d'énergie pour alimenter une DEL à partir d'un téléphone portable. De plus, le montage proposé ne possède pas de circuit de rectification (pont de Graetz), la diode est donc alimentée par la moitié du signal. Cependant, il est nécessaire d'optimiser le transfert afin d'alimenter des systèmes plus gourmands en énergie, tels que des capteurs ou actionneurs. Cette optimisation sera obtenue en cherchant à faire résonner l'ensemble de la structure autour de 13,56 MHz en tenant compte des modifications apportées par la proximité immédiate du smartphone d'un côté et du dispositif à alimenter de l'autre, ainsi que du corps humain si le dispositif est brodé sur un textile porté.

3.5.2 Transfert de données

Pour démontrer l'utilisation d'antennes NFC textiles pour transmettre des données, deux prototypes d'antennes sans ligne de transmission ont été reliés par un câble coaxial (via connecteurs SMA). Ensuite, un tag NFC a été placé sur la première antenne textile tandis qu'un lecteur NFC a été positionné sur la seconde. Le lecteur a pu lire le tag à distance au travers de la structure NFC textile. La **Figure 3.5.2-1** montre une photo de la preuve de concept.



Figure 3.5.2-1. Montage expérimental de la preuve de concept du transfert de données au travers des antennes NFC textiles à 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre deux lignes de courant

3.6 Adaptation géométrique des antennes NFC textiles

Dans le but d'optimiser, de manière empirique, la fréquence à laquelle les antennes NFC textiles résonnent, deux séries de prototypes d'antennes ont été réalisées. La première est composée de 6 antennes à 6 spires avec des lignes de transmission de 200 mm à 300 mm (avec un pas de 20 mm). La deuxième est composée de 6 antennes à 7 spires avec des lignes de transmission de 200 mm à 300 mm (avec un pas de 20 mm). Leur caractérisation a été effectuée à l'aide d'un impédancemètre selon le protocole expliqué en section 2.4.7. L'évolution de la fréquence de résonance des deux séries d'antennes en fonction de la longueur de la ligne de transmission est présentée par la **Figure 3.5.2-1**.

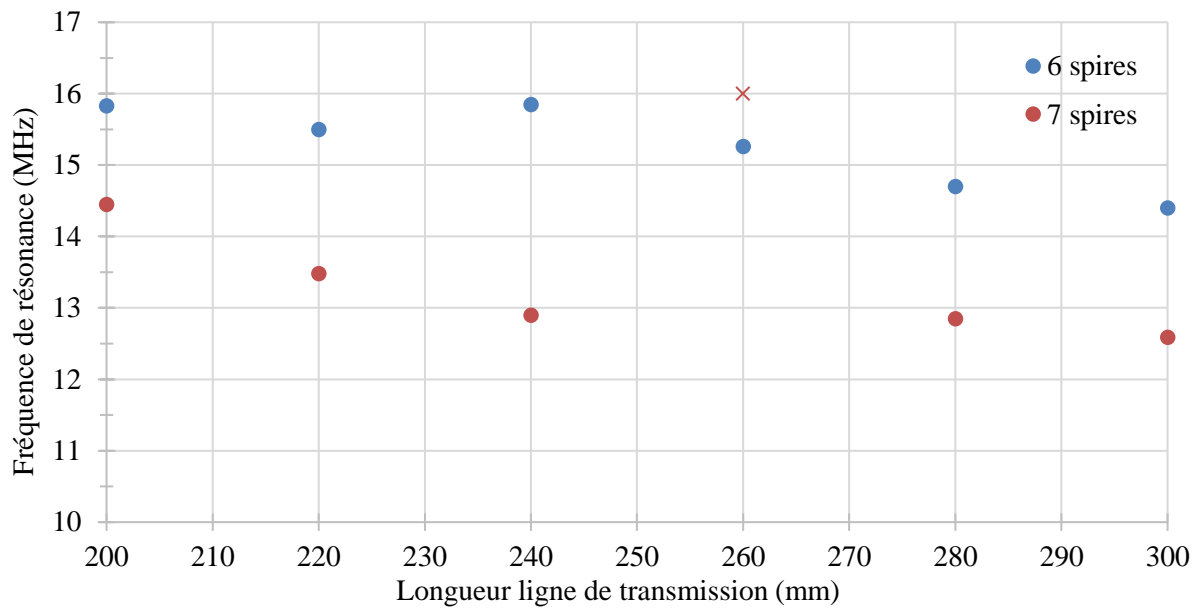


Figure 3.5.2-1. Evolution des fréquences de résonance des antennes NFC textile à 6 et 7 spires en fonction de la longueur de leurs lignes de transmission

Une augmentation de la ligne de transmission a pour conséquence d'augmenter la capacité de l'antenne et donc de diminuer leurs fréquences de résonance. Aussi, le passage de 6 à 7 spires entraîne également une baisse de la fréquence de résonance. En effet, l'ajout d'une spire supplémentaire entraîne une augmentation de l'inductance et de la capacité.

L'antenne dont la fréquence de résonance est la plus proche de 13,56 MHz est l'antenne composée de 7 spires avec une ligne de transmission de 220 mm de longueur avec $f_0 = 13,48 \text{ Mhz}$.

Ces résultats montrent également que les antennes textiles développées jusqu'alors peuvent être adaptées en fréquence de manière rapide, en fonction de l'utilisation visée.

Une simulation de cette antenne a été réalisée avec LTspice avec $R = 14,1 \Omega$ (calculée à partir du facteur de qualité), $L = 7,99.10^{-6} \text{ H}$ (mesurée avec l'impédancemètre) et $C = 1,745.10^{-11} \text{ F}$ (calculée à partir de l'équation 3.4.1-1). Les résultats sont montrés en **Figure 3.5.2-2**

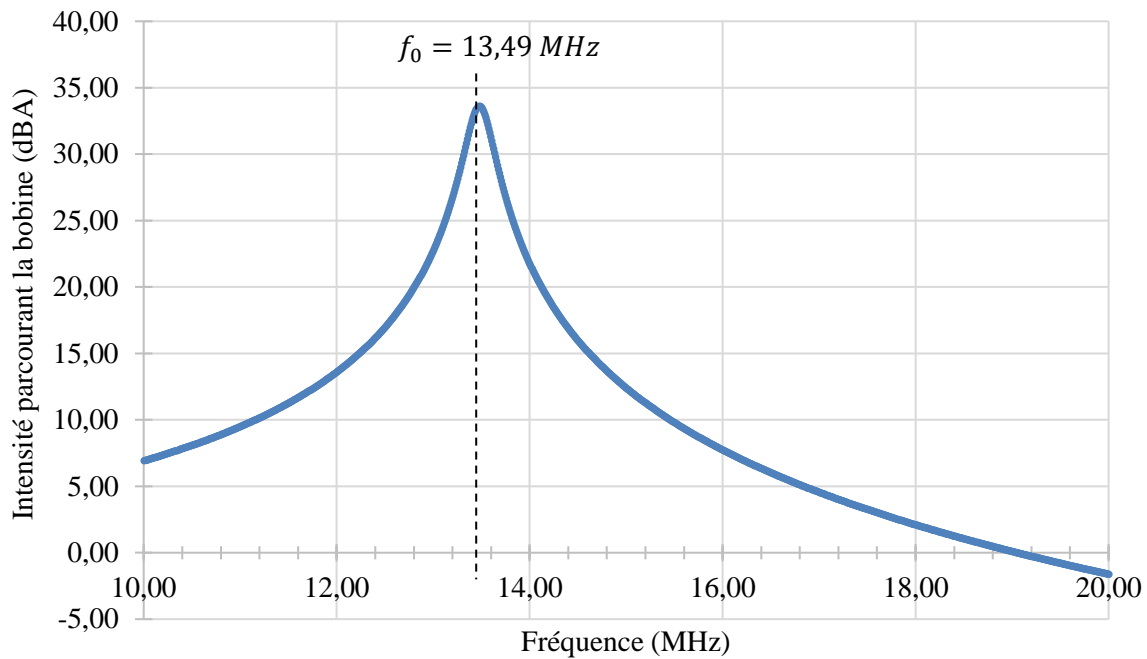


Figure 3.5.2-2. Simulation LTspice présentant le courant parcourant la bobine d’une antennes NFC textile à 7 spires, de rayon extérieur de 40 mm et avec une ligne de transmission de 220 mm

3.7 Influence du lavage sur les antennes NFC textiles

Les antennes NFC textiles développées ont pour but d’être utilisées dans les systèmes de communication autour du corps humain, elles s’inscrivent donc dans le domaine de l’habillement. Par conséquent, elles devront être capables de résister aux lavages répétés nécessaire à leur utilisation (sport, médical, militaire, ...).

Il convient donc d’étudier l’influence des lavages sur les structures NFC textiles. Premièrement, l’impact des lavages répétés sur leurs caractéristiques électriques a été caractérisé. Ensuite, l’effet des lavages sur la répartition du champ électromagnétique émis par les antennes a été étudié.

Les multiples échantillons d’antennes NFC textiles ont été lavés selon le protocole décrit dans la section 2.2.1.2. Leurs caractéristiques électriques ont ensuite été mesurées à l’aide d’un impédancemètre Agilent 4964A selon le protocole de la section 2.4.4.

3.7.1 Influence du cycle « express »

La première série d’échantillon a d’abord été soumis à des cycles de lavages courants, appelés « express ». Il s’agit d’un cycle de lavage classique qui peut être utilisé pour les vêtements traditionnels non fragile, composés par exemple de coton ou de polyester. Les valeurs moyennes des caractéristiques électriques des antennes en fonction du nombre de lavages sont présentées par le **Tableau 3.7.1-1**.

Tableau 3.7.1-1. Caractéristiques électriques des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »

Nombre de lavages	Résistance (Ω) (écart type)	Inductance (H)	Echantillon détruit (/3)
1	2,35 (0,01)	$5,9 \cdot 10^{-6}$	0
2	2,77 (0,54)	$5,89 \cdot 10^{-6}$	0
3	3,16 (0,55)	$5,93 \cdot 10^{-6}$	0
4	3,55 (0,04)	$6,03 \cdot 10^{-6}$	0
5	9,77 (10,19)	$5,70 \cdot 10^{-6}$	0
8	3,52 (0,02)	$6,25 \cdot 10^{-6}$	0
10	4,82 (1,70)	$5,96 \cdot 10^{-6}$	0
15	4,35 (2,04)	$5,77 \cdot 10^{-6}$	0
20	6,44 (2,08)	$5,99 \cdot 10^{-6}$	0
25	6,50 (4,99)	$4,30 \cdot 10^{-6}$	1
30	22,87 (29,84)	$4,01 \cdot 10^{-6}$	1
40	//	//	3
50	4,41 (3,64)	$3,93 \cdot 10^{-6}$	1

Ces résultats montrent que les lavages successifs dégradent les échantillons. En effet, leurs résistances augmentent fortement avec le nombre de lavages, comme l'écart type. De plus, à partir de 25 lavages, un ou plusieurs échantillons ont été détruits. Cette évolution est due aux dégradations chimiques et mécaniques subis par les filaments de cuivre composants le fils textiles conducteurs Datatrans[®] lors du lavage. Ces derniers possèdent un rayon de l'ordre de 20 μm et sont donc très fragiles, c'est pourquoi l'effet de la lessive et du mouvement rotatif du tambour tendent à les détériorer, entraînant ainsi une augmentation de résistance ou des casses.

En revanche, l'inductance des échantillons reste stable malgré les nombreux lavages qu'ils ont subis. L'inductance provient en majeure partie de la géométrie circulaire plane des bobines textiles, les lavages ont donc peu d'impact sur les antennes d'un point de vue macroscopique.

La résistance et l'inductance des antennes a un rôle important sur leur facteur de qualité et leur fréquence de résonance (cf. section 3.4.1.). Leurs évolutions en fonction du nombre de lavages sont montrées par les **Figure 3.7.1-1** et la **Figure 3.7.1-2**, respectivement.

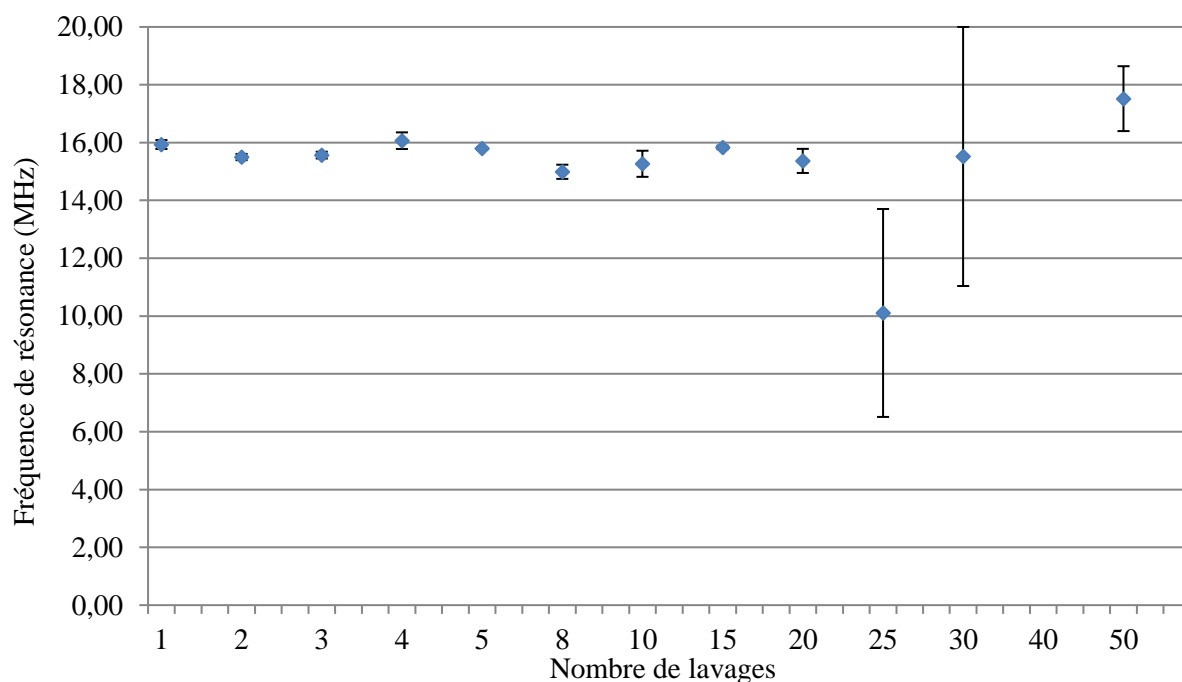


Figure 3.7.1-1. Evolution de la fréquence de résonance des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »

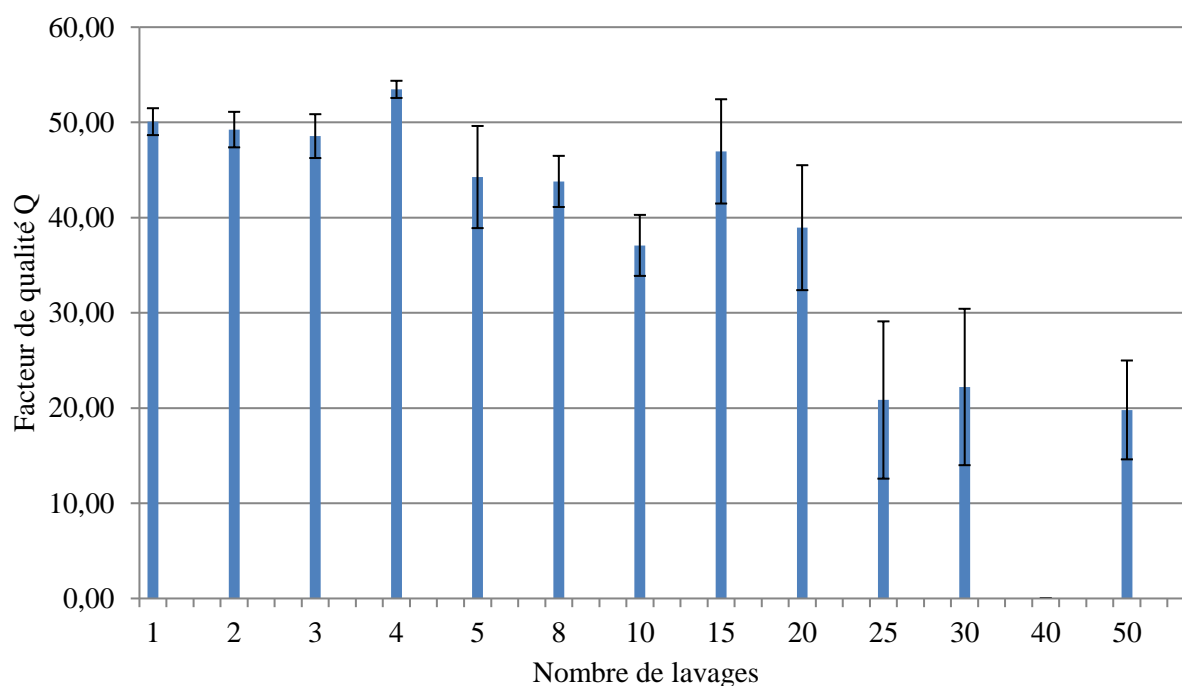


Figure 3.7.1-2. Evolution du facteur de qualité des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »

La fréquence de résonance des antennes NFC textiles reste stable jusqu'à 20 lavages et est comprise entre 15,5 et 16 MHz. A partir de 25 lavages, les valeurs obtenues varient fortement et présentent des écart types très élevés, dus aux dégradations entraînées par les lavages. Ces résultats confirment que le

lavage a une faible influence sur l'inductance des antennes, et donc sur leurs fréquences de résonance, jusqu'à ce qu'ils soient détruits par ce procédé.

Le facteur de qualité de ces antennes, en revanche, a tendance à diminuer avec le nombre de lavages. Cette évolution s'accompagne également d'une augmentation de l'écart type. Ce résultat est conforme à l'évolution observée sur la résistance des antennes en fonction du nombre de lavages. Par conséquent, les antennes NFC textiles ne peuvent pas être lavées avec le cycle « express » plus de 10 fois sans voir leurs performances diminuer ou jusqu'à entraîner leurs destructions.

3.7.2 Influence du cycle « soie »

La deuxième série d'échantillon a été soumise à des cycles de lavages appelés « soie », qui sont plus doux et recommandés pour les étoffes fragiles. De même, ils ont ensuite été caractérisés à l'aide d'un impédancemètre. Leurs résistances et leurs inductances sont présentés par le **Tableau 3.7.2-1**, tandis que l'évolution de leurs fréquences de résonance et de leurs facteurs de qualité en fonction du nombre de lavages sont tracées dans les **Figure 3.7.2-1** et **Figure 3.7.2-2**, respectivement.

Tableau 3.7.2-1. Caractéristiques électriques des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « soie »

Nombre de lavages	Résistance (Ω) (écart type)	Inductance (H)	Echantillon détruit (/3)
1	2,78 (0,56)	$6,22 \cdot 10^{-6}$	0
2	4,24 (1,77)	$6,21 \cdot 10^{-6}$	0
3	2,77 (0,56)	$6,10 \cdot 10^{-6}$	0
4	3,18 (0,56)	$6,08 \cdot 10^{-6}$	0
5	2,39 (0,01)	$5,90 \cdot 10^{-6}$	0
8	2,54 (0,23)	$5,93 \cdot 10^{-6}$	0
10	101,59 (138,47)	$6,14 \cdot 10^{-6}$	1
15	2,54 (0,25)	$5,92 \cdot 10^{-6}$	0
20	3,15 (0,55)	$5,93 \cdot 10^{-6}$	0
25	3,92 (2,20)	$6,02 \cdot 10^{-6}$	0
30	3,12 (0,49)	$5,86 \cdot 10^{-6}$	0
40	3,19 (0,49)	$5,85 \cdot 10^{-6}$	0
50	2,84 (0,59)	$5,73 \cdot 10^{-6}$	0

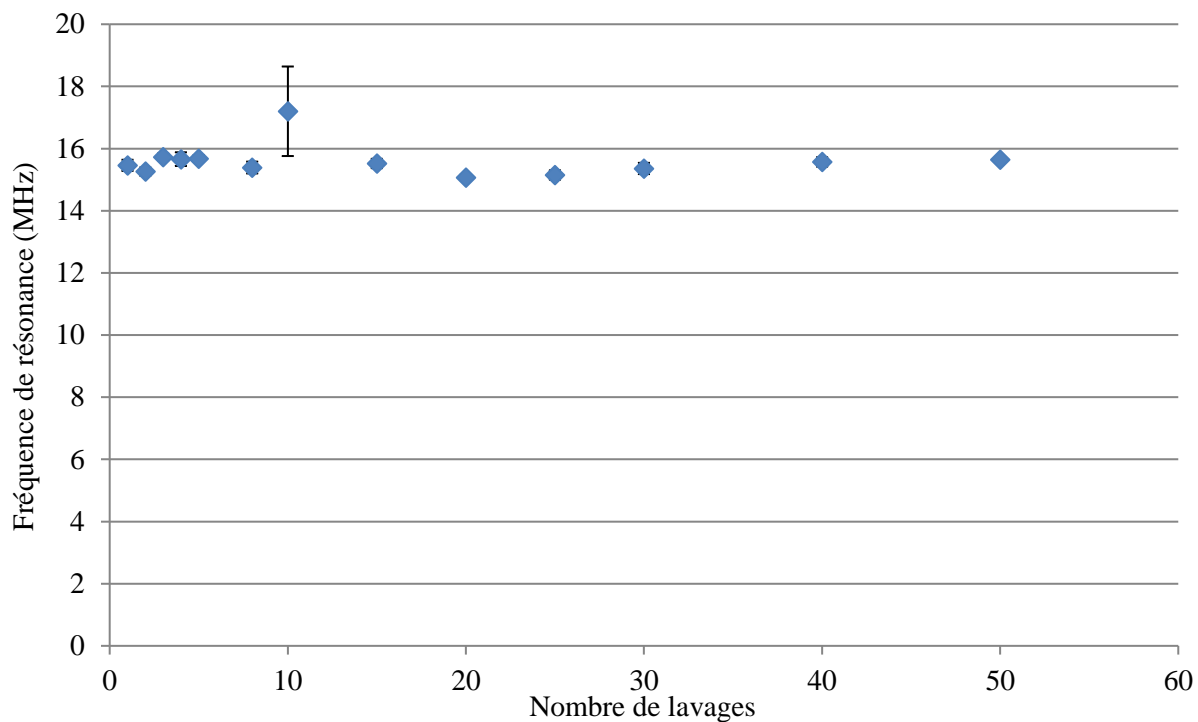


Figure 3.7.2-1. Evolution de la fréquence de résonance des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « soie »

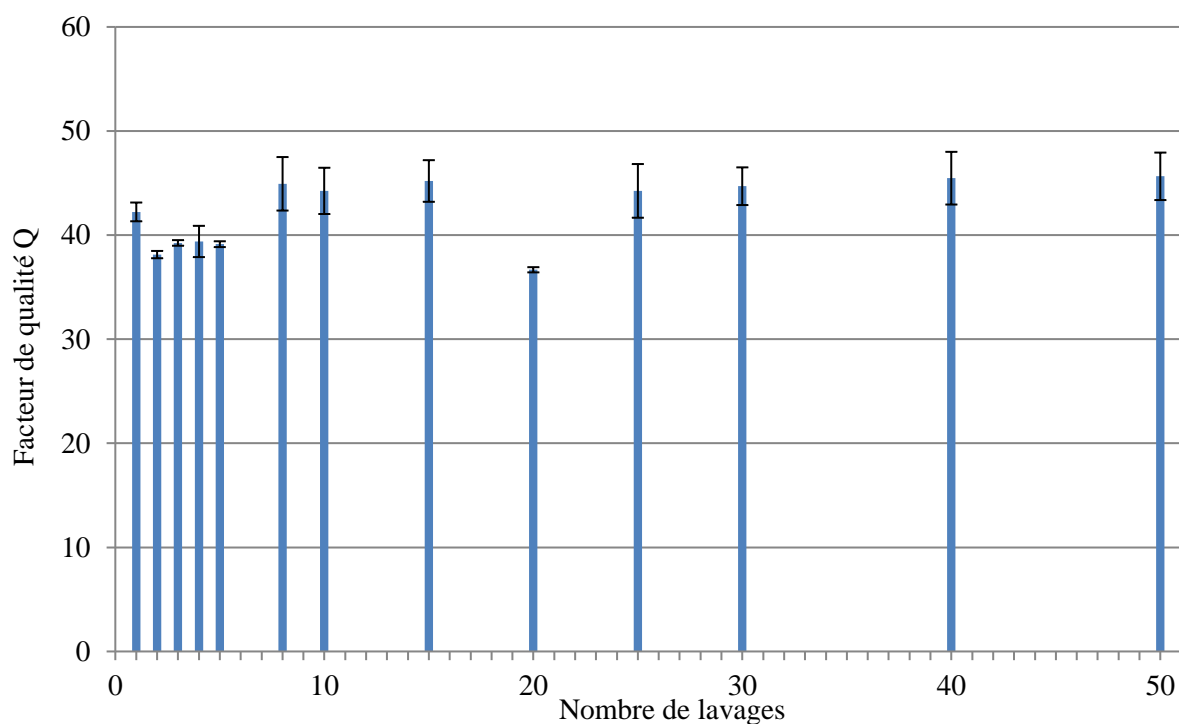


Figure 3.7.2-2. Evolution du facteur de qualité des antennes NFC textiles en fonction du nombre de lavages en cycle « express »

La résistance et l'inductance des antennes NFC textiles ayant subi de cycle de lavage « soie » reste stables jusqu'à 50 lavages, excepté pour la valeur de résistance à 10 lavages. Cette série présente un échantillon détruit et des valeurs de résistance et d'écart type très élevés qui sont dû à une non qualité ponctuelle probablement issu de la manipulation de l'échantillon par l'utilisateur (soudure, connexions, ...).

Ces résultats se traduisent sur les évolutions des fréquences de résonance et de facteur de qualité en fonction du nombre de lavages. En effet, ces valeurs restent stables jusqu'à 50 lavages (excepté pour 10 lavages). Par conséquent, le cycle de lavage « soie » peut être considéré comme adéquate pour les antennes NFC textiles.

3.8 Conclusion

Comme la plupart des systèmes de communication sans fil, les antennes NFC textiles sont des circuits RLC accordés à une fréquence donnée, ici 13,56 MHz. C'est à partir de cette observation que les antennes NFC textiles ont pu être transposées en circuits électriques. Ainsi, leurs caractéristiques ont pu être étudiées de manière théorique et expérimentale afin de concevoir et réaliser des antennes textiles fonctionnant dans une gamme de fréquence proche de 13,56 MHz.

Premièrement, tous les composants d'une antenne, à savoir une résistance, une capacité et une inductance, ont été réalisés uniquement avec des matériaux textiles. Puis, leurs comportements électriques ont été étudiés afin de les assembler en circuit RLC répondant aux exigences du protocole NFC. Des modèles empiriques d'évolution de l'inductance et de la capacité en fonction de paramètres géométriques ont ainsi été développés. Ensuite, l'approche théorique des antennes NFC textiles a permis de déterminer les équations régissant leurs fréquences de résonance à partir de leurs valeurs de résistance, inductance et capacité.

Ensuite, les réponses électriques de ces circuits RLC ont été simulées grâce au logiciel LTspice™. Ces simulations ont permis de mettre en évidence et de confirmer les résultats théoriques. De plus, elles ont permis d'anticiper les comportements des antennes NFC textiles à partir des leurs composants.

Puis, sur la base de l'étude théorique et des simulations qui en découlent, des prototypes d'antennes NFC textiles possédant les caractéristiques adaptées à la communication en champs proches ont pu être développés. L'ensemble des structures NFC textiles a été réalisé avec des matériaux et un procédé identique ce qui a permis de les comparer.

Une fois les prototypes d'antenne et de relais réalisés, leurs comportements électriques et électromagnétiques ont été caractérisés. Les résultats obtenus sont en adéquation avec la théorie et les simulations, c'est-à-dire que les antennes présentent des résonances à des facteurs de qualité acceptables dans la bonne gamme de fréquence. De plus, l'observation du champ électromagnétique émis par les antennes grâce à des cartographies en réalité augmentée met en évidence une concentration localisée du champ au-dessus des bobines circulaires plane. Cependant, quelques variations par rapport aux calculs théoriques et aux simulations ont été observées. Elles proviennent principalement des approximations réalisées pour simplifier les calculs, notamment la considération d'un conducteur de forme cylindrique et non hélicoïdale.

L'ensemble de cette étude sur les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes NFC textiles a permis de réaliser des prototypes viables pour le transfert de données et d'énergie. De

plus la compréhension profonde du comportement électrique de ces structures permet maintenant de réaliser des antennes et relais NFC textiles de tailles et de formes variées qui peuvent être adaptées à la fréquence souhaitée, si elle est de l'ordre du MHz.

Enfin, ces structures ne permettent pas de recevoir et d'émettre un champ électromagnétique en même temps pour de multiples équipements. Le standard NFC dispose d'une fonctionnalité anticollision suffisante pour un usage classique mais pas d'un protocole d'accès multiple. Ils peuvent donc seulement jouer le rôle de connectique sans fil au sein d'un textile et sont donc difficilement utilisables pour la création de réseau autour du corps. Cependant, la connexion de plusieurs antennes ensemble permet de créer de nouvelles structures NFC textiles, donc composées de plusieurs zones d'émission/réception, permettant de transmettre un champ électromagnétique le long d'une étoffe. Ces systèmes sont appelés relais NFC textiles

Chapitre 4. Conception et étude des relais NFC textile

4	Conception et études des relais NFC textiles	123
4.1	Les relais NFC textiles avec soudure	123
4.1.1	Etudes théoriques des relais NFC textiles	123
4.1.2	Simulation des relais NFC textile.....	134
4.1.3	Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles avec soudure .	139
4.1.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles avec soudure.....	139
4.2	Les relais NFC textiles sans soudure.....	144
4.2.1	Etude théorique des relais NFC textiles sans soudure.....	144
4.2.2	Simulation des relais NFC textiles sans soudure.....	147
4.2.3	Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles sans soudure .	148
4.2.4	Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles sans soudure.....	151
4.3	Conclusion.....	161

4 Conception et études des relais NFC textiles

La conception et l'étude des relais NFC textiles ont été abordées selon deux types de structures. La première consiste à développer des structures en circuits fermés dont les deux extrémités de broderie sont connectées par soudure et la deuxième concerne des relais NFC textiles en circuit ouvert, c'est-à-dire que leurs deux extrémités ne sont pas reliées. Ces structures ont d'abord été étudiées de manières théoriques, puis grâce à des simulations numériques et finalement leurs caractéristiques électromagnétiques ont été mesurées.

Dans un premier temps il a été nécessaire de souder les extrémités de broderie (début et fin) afin de fermer le circuit du relais. Cependant, ce post-traitement n'est pas souhaitable et en plus il génère un point rigide dégradant le confort. Ce point de soudure est également un point faible du relais car il peut se casser ou disparaître lors de l'utilisation et/ou des lavages (cf. **Figure 4.0-1 (a)**). Pour améliorer nos relais en termes de confort et pour les fiabiliser nous avons développé des structures sans soudure (cf. **Figure 4.0-1 (b)**). Ces nouveaux relais ne nécessitent pas le post-traitement après leurs productions par la broderie. Néanmoins, les relais sans soudure ont demandé des efforts lors de la conception et de l'analyse théorique.

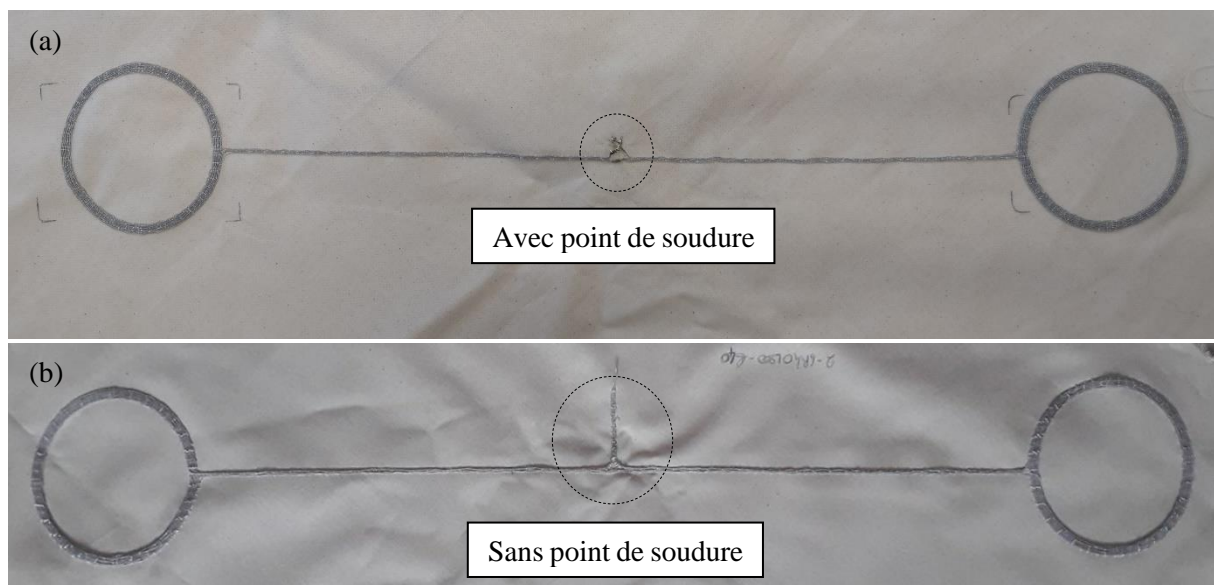


Figure 4.0-1. Prototype de relais NFC textile à deux antennes (a) avec un point de soudure et (b) sans point de soudure

4.1 Les relais NFC textiles avec soudure

4.1.1 Etudes théoriques des relais NFC textiles

Les relais NFC textiles, explicités en section 2.3.2.5, sont conçus pour fonctionner en circuits fermés et leur alimentation est faite par induction magnétique. Ils n'ont donc aucun fil disponible pour souder un connecteur SMA. Cependant la caractérisation de leur impédance est nécessaire et requiert l'ouverture du circuit pour connecter l'appareil de mesure. Cela entraîne ainsi une modification du schéma électrique. En conséquence, ces structures ont été étudiées selon deux approches :

- Le cas d'usage, c'est-à-dire lorsque le circuit est alimenté par couplage magnétique (circuit fermé).
- Le cas de la caractérisation, c'est-à-dire lorsqu'une mesure de l'impédance totale Z_{tot} du circuit avec un impédancemètre est réalisée (via connecteur SMA).

Le relais à deux antennes a d'abord été étudié, puis les calculs ont été généralisés à des relais à N antennes.

4.1.1.1 Alimentation par couplage magnétique

Un relais NFC textile à deux antennes et son schéma électrique lorsqu'il est alimenté par un couplage magnétique (circuit fermé) sont montrés sur la **Figure 4.1.1-1**.

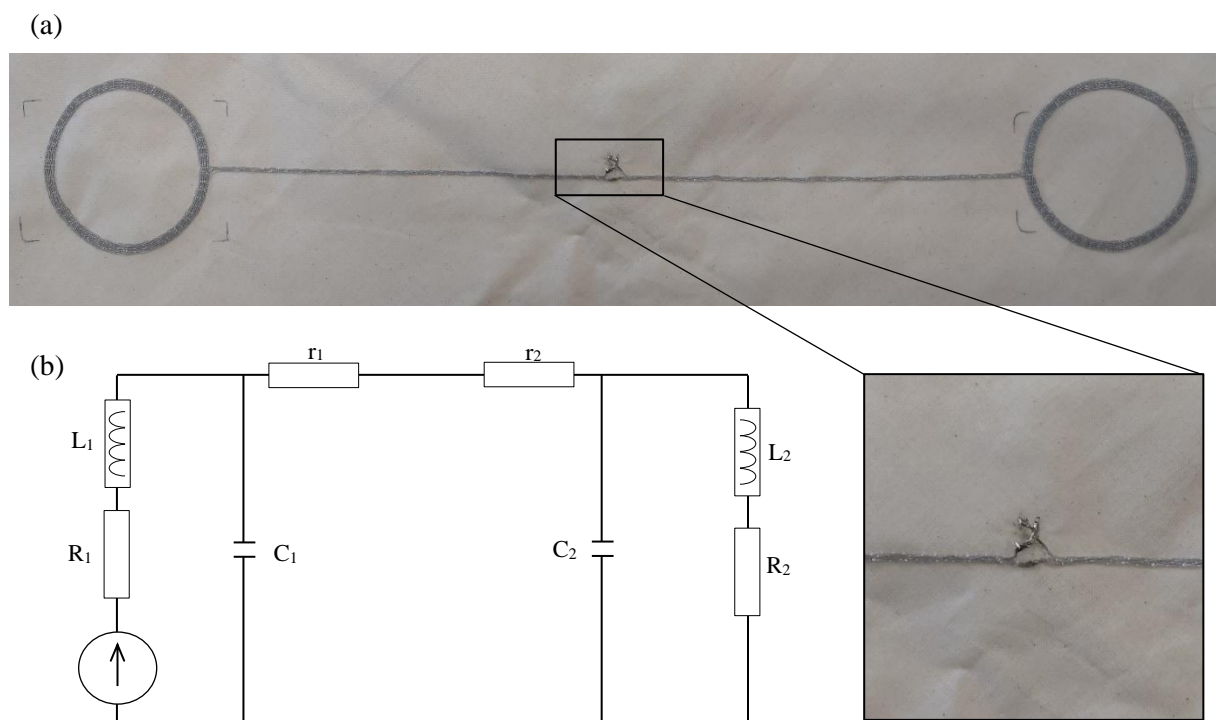


Figure 4.1.1-1. (a) Relais NFC textiles à deux antennes et (b) son schéma électrique à deux antennes lorsqu'il est alimenté par un couplage magnétique de l'une des 2 antennes avec un dispositif générateur équipé d'une antenne classique (non textile)

Les paramètres R , L et C de chaque antenne sont repérés respectivement par un indice 1 (boucle de gauche alimentée par induction) et 2 (boucle de droite).

Lorsque la première antenne est alimentée par une tension induite par l'approche d'un dispositif générateur, un smartphone par exemple, les développements mathématiques ci-après permettent d'obtenir une expression analytique de l'impédance Z_{tot} donnée par l'équation 4.1.1-1.

Il a été choisi de négliger la résistance des tronçons de lignes de transmission rectiligne par rapport à celles des antennes spirales, ce qui permet aussi de simplifier l'analyse qui s'en suit. De la même

façon, nous n'avons retenu, *in fine*, que des antennes dont les caractéristiques R, L et C sont identiques ($R_1 = R_2 = R$; $L_1 = L_2 = L$ et $C_1 = C_2 = C$). Ainsi :

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{1}{Z'}}$$

$$\text{Avec } Z' = 2r + \frac{R_2 + jL_2\omega}{1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2} = \frac{R_2 + jL_2\omega}{1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2} \text{ en négligeant } r$$

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{1}{\frac{R_2 + jL_2\omega}{1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2}}}$$

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{(1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2)}{R_2 + jL_2\omega}}$$

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{(1 - L_2C_2\omega^2 + jR_2C_2\omega)}{R_2 + jL_2\omega}}$$

$$Z_{tot} = \frac{R_2 + jL_2\omega}{jC_1\omega[R_2 + jL_2\omega] + (1 - L_2C_2\omega^2 + jR_2C_2\omega)}$$

$$Z_{tot} = \frac{R_2 + jL_2\omega}{j\{C_1\omega[R_2] + R_2C_2\omega\} + \{-C_1\omega(L_2\omega) + (1 - L_2C_2\omega^2)\}}$$

$$Z_{tot} = \frac{R + jL\omega}{j\{RC\omega + RC\omega\} + \{-C\omega(L\omega) + (1 - LC\omega^2)\}} \text{ avec } R_1 = R_2, L_1 = L_2 \text{ et } C_1 = C_2$$

$$Z_{tot} = \frac{R + jL\omega}{j2RC\omega + (1 - 2LC\omega^2)}$$

$$Z_{tot} = \frac{(R + jL\omega)[(1 - 2LC\omega^2) - j2RC\omega]}{(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2}$$

$$Z_{tot} = \frac{R(1 - 2LC\omega^2) + 2RLC\omega^2 + j[L\omega(1 - 2LC\omega^2) - 2R^2C\omega]}{(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2} \quad 4.1.1-1$$

Nous pouvons montrer que la partie imaginaire de l'impédance Z_{tot} est donnée par l'expression suivante :

$$\text{Im}(Z_{tot}) = L\omega + \frac{L\omega(1 - 2LC\omega^2) - 2R^2C\omega}{(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2}$$

$$\text{Im}(Z_{tot}) = \frac{L\omega[(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2] + L\omega(1 - 2LC\omega^2) - 2R^2C\omega}{(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2}$$

La résonance est obtenue lorsque la partie imaginaire de l'impédance est nulle afin de supprimer la puissance réactive stockée dans le circuit :

$$Im(Z_{tot}) = 0$$

$$L\omega[(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2] + L\omega(1 - 2LC\omega^2) - 2R^2C\omega = 0$$

$$L[(1 - 2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2] + L(1 - 2LC\omega^2) - 2R^2C = 0$$

$$L[1 - 4LC\omega^2 + (2LC\omega^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2] + L - 2L^2C\omega^2 - 2R^2C = 0$$

$$L[1 - 4LC\omega^2 + 4L^2C^2\omega^4 + 4R^2C^2\omega^2] + L - 2L^2C\omega^2 - 2R^2C = 0$$

$$L - 4L^2C\omega^2 + 4LR^2C^2\omega^2 + 4L^3C^2\omega^4 + L - 2L^2C\omega^2 - 2R^2C = 0$$

$$4L^3C^2\omega^4 - 6L^2C\omega^2 + 4LR^2C^2\omega^2 + 2L - 2R^2C = 0$$

Résolution de l'équation du second degré en ω^2 :

$$\Delta = b^2 - ac = (2LR^2C^2 - 3L^2C)^2 - 4L^3C^2(2L - 2R^2C)$$

$$= 4L^2R^4C^4 + 9L^4C^2 - 12L^3R^2C^3 - 8L^4C^2 + 8L^3R^2C^3$$

$$= L^4C^2 + 4L^2R^4C^4 - 4L^3R^2C^3$$

$$= L^4C^2 + 4L^3R^2C^3 \left(\frac{R^2C}{L} - 1 \right)$$

$$= L^4C^2 + 4L^3R^2C^3 \left(\frac{1}{Q^2} - 1 \right) \quad \text{car} \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ou} \quad Q^2 = \frac{L}{R^2C}$$

$$\approx L^4C^2 - 4L^3R^2C^3 \quad \text{car} \quad Q \gg 1$$

$$\approx L^4C^2 \left(1 - \frac{4}{Q^2} \right)$$

$$\approx L^4C^2 \quad \text{car} \quad Q \gg 1$$

Le discriminant de l'équation étant positif, on obtient deux racines possibles pour ω^2 .

$$D'où : \omega^2 = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{a} = \frac{-2LR^2C^2 + 3L^2C \pm \sqrt{\Delta}}{4L^3C^2}$$

$$\omega^2 = \frac{-2LR^2C^2 + 3L^2C \pm L^2C}{4L^3C^2}$$

$$\begin{cases} \omega_1^2 = \frac{-2LR^2C^2 + 4L^2C}{4L^3C^2} = \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2} = \frac{1}{LC} \left(1 - \frac{R^2C}{2L} \right) = \frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{2Q^2} \right) \\ \omega_2^2 = \frac{-2LR^2C^2 + 2L^2C}{4L^3C^2} = \frac{1}{2LC} - \frac{R^2}{2L^2} = \frac{1}{2LC} \left(1 - \frac{R^2C}{L} \right) = \frac{1}{2LC} \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right) \end{cases}$$

La solution ω_2 correspond au cas où le dénominateur de la partie imaginaire de l'impédance s'annule en même temps que son numérateur et donne une solution indéterminée.

Nous démontrons donc finalement que la seule solution annulant la partie imaginaire de l'impédance vue par le générateur créée par induction est donnée par l'équation 4.1.1-2.

$$\omega_1^2 = \frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{2Q^2} \right) \approx \frac{1}{LC}$$

$$\text{soit } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 4.1.1-2$$

4.1.1.2 Caractérisation de la structure par un impédancemètre (via connecteur SMA)

Les schémas de la mesure et du circuit électrique du circuit concerné sont présentés en **Figure 4.1.1-2**.

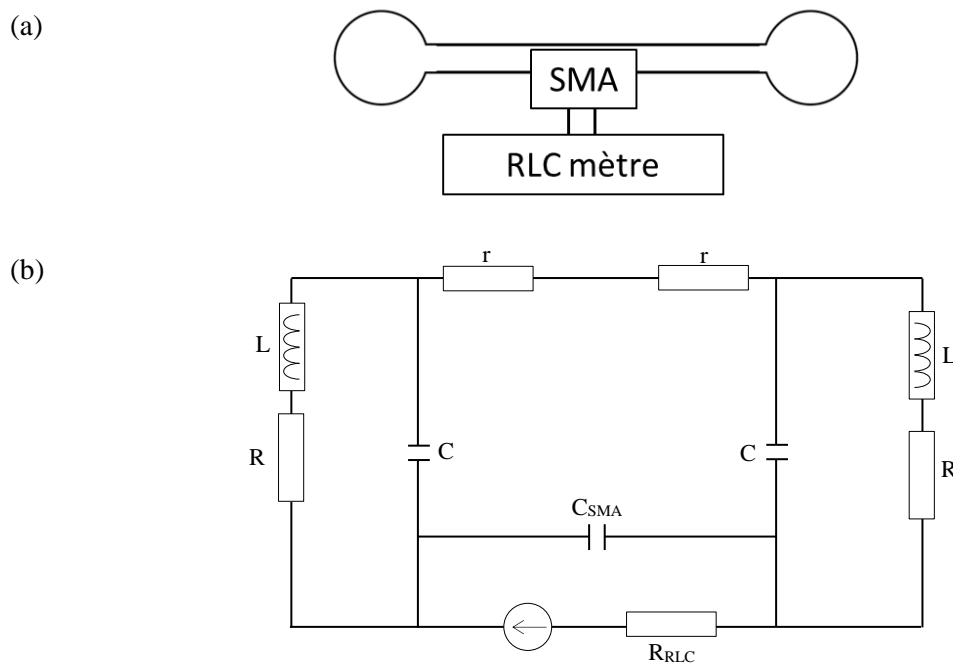


Figure 4.1.1-2. (a) Principe de la caractérisation et (b) le schéma électrique du nouveau circuit

On constate que dans cette configuration, utilisée uniquement pour la caractérisation, les deux impédances des antennes NFC textiles seules (Z_1 et Z_2) sont montées en série et branchées sur le connecteur SMA.

$$Z_{tot} = Z_1 + Z_2 = 2Z \text{ si } Z_1 = Z_2 = Z$$

Si les deux boucles sont identiques alors l'impédance totale sera égale à $2 \cdot Z_i$ soit :

$$Z_{tot} = \frac{2.(R + jL\omega)}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} + 2r$$

Il faut ensuite ajouter l'effet de la capacité du connecteur SMA : C_{SMA} qui, elle, est montée en parallèle avec Z_{tot} , afin d'obtenir l'impédance du circuit, exprimée par l'équation 4.1.1-3.

$$Z_{tot} = \frac{\frac{2.(R + jL\omega)}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} \cdot \frac{1}{jC_{SMA}\omega}}{\frac{2.(R + jL\omega)}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} + \frac{1}{jC_{SMA}\omega}} + 2r$$

$$Z_{tot} = \frac{2.(R + jL\omega)}{jC_{SMA}\omega \cdot 2.(R + jL\omega) + 1 + jRC\omega - LC\omega^2} + 2r$$

$$Z_{tot} = \frac{2.(R + jL\omega)}{1 + jR(C + 2C_{SMA})\omega - L(C + 2C_{SMA})\omega^2} + 2r \quad 4.1.1-3$$

La partie imaginaire de cette impédance sera donnée par l'expression :

$$Im(Z) = \frac{j2\omega(L - L^2C'\omega^2 - R^2C')}{1 + \omega^2(C'^2L^2\omega^2 + R^2C'^2 - 2LC')}$$

$$\text{Où } C' = C + 2C_{SMA}$$

D'où la fréquence de résonance, exprimée par l'équation 4.1.1-4 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC'} - \frac{R^2}{L^2}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad \text{si } R \ll \sqrt{\frac{L}{C'}} \quad 4.1.1-4$$

L'introduction du connecteur SMA va avoir pour effet de diminuer la fréquence de résonance du relais à 2 boucles par rapport à celle d'une boucle seule.

4.1.1.3 Relais NFC textile à N antennes

4.1.1.3.1 Alimentation par couplage magnétique

La construction du schéma électrique du relais NFC textile à N antennes est similaire à celle du relais à deux antennes. L'ensemble des structures « antennes » est placée en série dans le relais. Ainsi, si on considère un relais à N antennes dont les impédances Z sont identiques, l'impédance totale Z_{tot} deviendra :

$$Z_{tot} = N.Z$$

A titre d'exemple, le NFC textile à trois antennes et son schéma électrique, lorsque la structure est alimentée par induction magnétique, sont montrés en **Figure 4.1.1-3**.

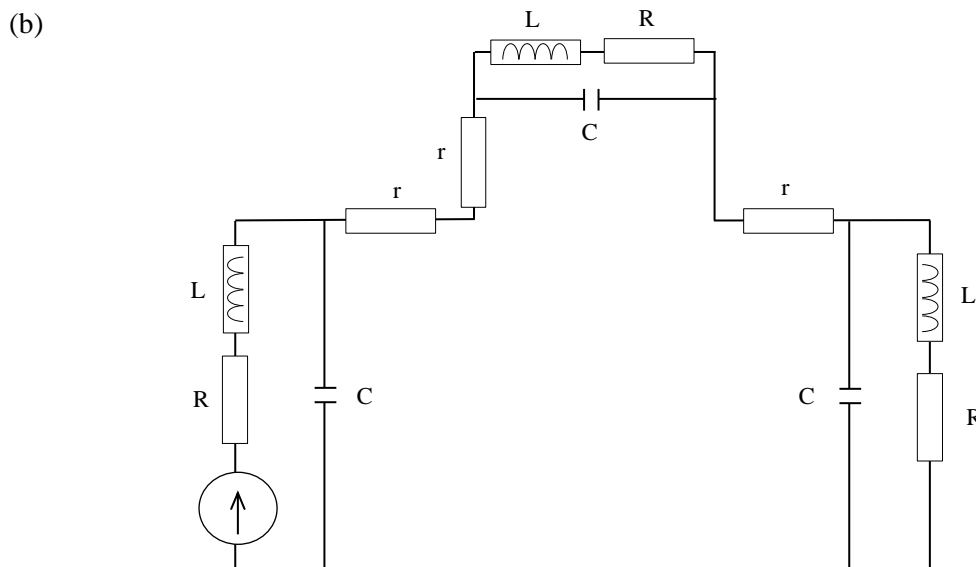
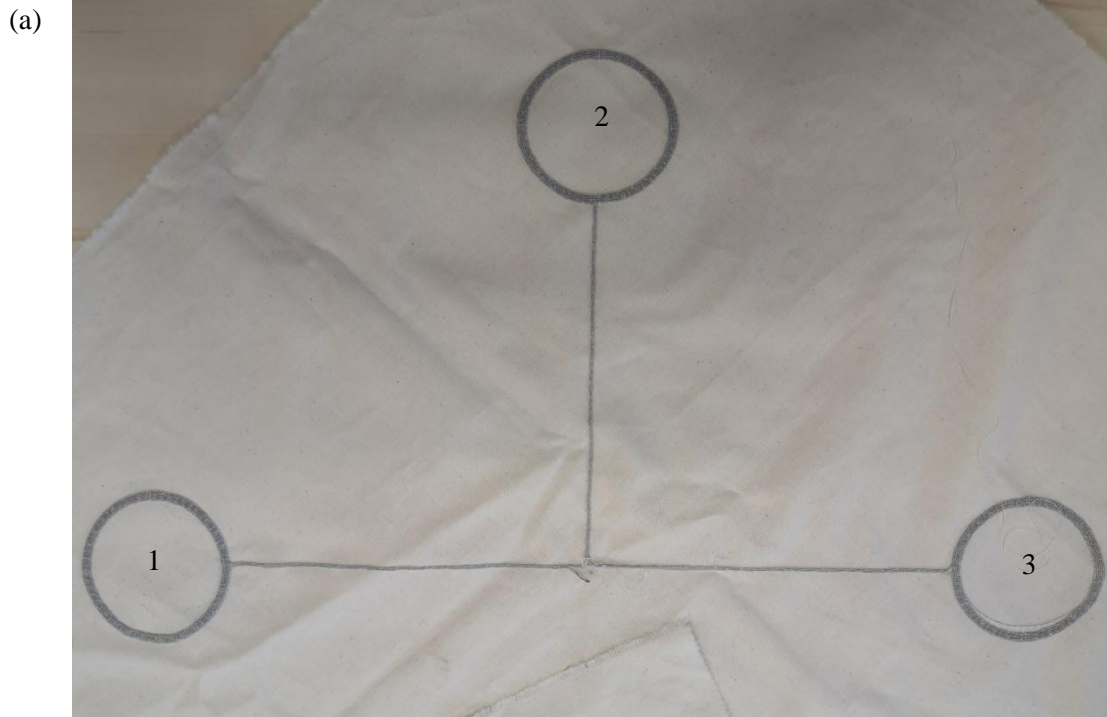


Figure 4.1.1-3. (a) Relais NFC textile à trois antennes et (b) son schéma électrique lorsqu'il est alimenté par couplage magnétique

Ainsi, l'impédance Z_{tot} , présentée par l'équation 4.1.1-5 qui s'écrit :

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{1}{N \cdot r + (N - 1) \frac{R_2 + jL_2\omega}{1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2}}}$$

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{(1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2)}{(N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega}} \quad \text{si on néglige } N.r$$

$$Z_{tot} = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{(1 - L_2C_2\omega^2 + jR_2C_2\omega)}{(N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega}}$$

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega}{jC_1\omega((N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega) + (1 - L_2C_2\omega^2 + jR_2C_2\omega)}$$

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega}{j\{C_1\omega[(N-1)R_2] + R_2C_2\omega\} + \{-C_1\omega((N-1)L_2\omega) + (1 - L_2C_2\omega^2)\}}$$

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)(R_2 + jL_2\omega)[1 - L_2C_2\omega^2 - (N-1)L_2C_1\omega^2 - j((N-1)R_2C_1\omega + R_2C_2\omega)]}{[1 - L_2C_2\omega^2 - (N-1)L_2C_1\omega^2]^2 + [(N-1)R_2C_1\omega + R_2C_2\omega]^2}$$

Lorsque $C = C_1 = C_2 = C_3$, $L = L_1 = L_2 = L_3$ et $R = R_1 = R_2 = R_3$:

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)(R + jL\omega)[1 - LC\omega^2 - (N-1)LC\omega^2 - j((N-1)RC\omega + RC\omega)]}{[1 - LC\omega^2 - (N-1)LC\omega^2]^2 + [(N-1)RC\omega + RC\omega]^2}$$

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)(R + jL\omega)[1 - NLC\omega^2 - jNRC\omega]}{[1 - NLC\omega^2]^2 + [NRC\omega]^2}$$

$$Z_{tot} = \frac{(N-1)R(1 - NLC\omega^2) + (N-1)NRLC\omega^2 + j[(N-1)L\omega(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C\omega]}{(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2} \quad 4.1.1-5$$

La partie imaginaire de l'impédance Z (avec ajout de L_1 en série) vaut :

$$Im(Z_{tot}) = L\omega + \frac{(N-1)L\omega(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C\omega}{(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2}$$

$$Im(Z_{tot}) = \frac{L\omega[(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2] + (N-1)L\omega(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C\omega}{(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2}$$

La fréquence de résonance, présentée par l'équation 4.1.1-6, est obtenue lorsque la partie imaginaire est nulle :

$$L\omega[(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2] + (N-1)L\omega(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C\omega = 0$$

$$L[(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2] + (N-1)L(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C = 0$$

$$L[(1 - NLC\omega^2)^2 + N^2R^2C^2\omega^2] + (N-1)L(1 - NLC\omega^2) - (N-1)NR^2C = 0$$

$$L(NLC\omega^2)^2 + L - 2NL^2C\omega^2 + N^2LR^2C^2\omega^2 + (N-1)L - (N-1)NL^2C\omega^2 - (N-1)NR^2C = 0$$

$$N^2L^3C^2\omega^4 + [-2NL^2C + N^2LR^2C^2 - (N-1)NL^2C]\omega^2 + NL - (N-1)NR^2C = 0$$

$$N^2L^3C^2\omega^4 + [N^2LR^2C^2 - (N+1)NL^2C]\omega^2 + NL - (N-1)NR^2C = 0$$

$$NL^3C^2\omega^4 + [NLR^2C^2 - (N+1)L^2C]\omega^2 + L - (N-1)R^2C = 0$$

Résolution de l'équation du second degré en ω^2 :

$$\begin{aligned} \Delta &= b^2 - ac = [NLR^2C^2 - (N+1)L^2C]^2 - 4NL^3C^2[L - (N-1)R^2C] \\ &= N^2L^2R^4C^4 - 2(N+1)L^3NR^2C^3 + (N+1)^2L^4C^2 - 4NL^4C^2 + 4(N-1)NL^3C^3R^2 \\ &= [(N+1)^2 - 4N]L^4C^2 + N^2L^2R^4C^4 - 2(N+1)L^3NR^2C^3 + 4(N-1)NL^3C^3R^2 \\ &= [N^2 + 2N + 1 - 4N]L^4C^2 + N^2L^2R^4C^4 - 2(N+1)L^3NR^2C^3 + 4(N-1)NL^3C^3R^2 \\ &= [N^2 - 2N + 1]L^4C^2 + N^2L^2R^4C^4 - [2(N+1) - 4(N-1)]L^3NR^2C^3 \\ &= (N-1)^2L^4C^2 + N^2L^2R^4C^4 - 2(3-N)L^3NR^2C^3 \\ &= (N-1)^2L^4C^2 + L^3R^2C^3 \left(\frac{N^2}{Q^2} - 2N(3-N) \right) \quad \text{car} \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ou} \quad Q^2 = \frac{L}{R^2C} \\ &= (N-1)^2L^4C^2 + N^2L^4C^2 \frac{1}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right) \\ &= \left[(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right) \right] L^4C^2 \end{aligned}$$

$$D'où : \omega^2 = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-NLR^2C^2 + (N+1)L^2C \pm \sqrt{\Delta}}{2NL^3C^2}$$

$$\omega^2 = \frac{-NLR^2C^2 + (N+1)L^2C \pm \sqrt{\left[(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right) \right] L^4C^2}}{2NL^3C^2}$$

$$\omega^2 = \frac{-NLR^2C^2 + \left[(N+1) \pm \sqrt{(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right)} \right] L^2C}{2NL^3C^2}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \frac{-NLR^2C^2 + \left[(N+1) \pm \sqrt{(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right)} \right] L^2C}{2NL^2C}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \left[\frac{-R^2 C}{2L} + \frac{\left[(N+1) \pm \sqrt{(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right)} \right]}{2N} \right]$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{2Q^2} + \frac{\left[(N+1) \pm \sqrt{(N-1)^2 + \frac{N^2}{Q^2} \left(\frac{1}{Q^2} - 2 \frac{(3-N)}{N} \right)} \right]}{2N} \right]$$

Afin de déterminer la fréquence de résonance de telles structures, une application numérique pour $Q = 10$ et $N = 3$, est réalisée :

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{200} + \frac{\left[4 \pm \sqrt{4 + \frac{9}{100} \left(\frac{1}{100} - 2 \frac{(3-3)}{3} \right)} \right]}{6} \right]$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{200} + \frac{[4 \pm 2]}{6} \right] = \begin{cases} \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{200} + \frac{6}{6} \right] \approx \frac{1}{LC} & (\text{solution retenue}) \\ \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{200} + \frac{2}{6} \right] \approx \frac{1}{3LC} & (\text{dénominateur} \rightarrow 0) \end{cases}$$

Vérification faite, la solution ω_2 correspond au cas où le dénominateur de la partie imaginaire de l'impédance s'annule en même temps que son numérateur et donne une solution indéterminée.

Finalement, la seule solution annulant la partie imaginaire de l'impédance vue par le générateur créée par induction est donnée par :

$$\omega^2 \approx \frac{1}{LC} \cdot \left[-\frac{1}{2Q^2} + \frac{[(N+1) + (N-1)]}{2N} \right] \approx \frac{1}{LC} \quad \forall N \geq 2$$

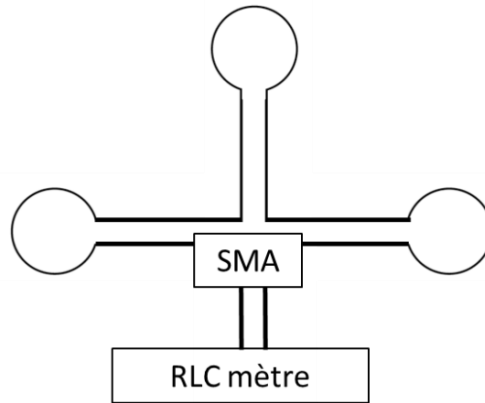
$$\text{soit } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 4.1.1-6$$

En conclusion, l'équation classique de la fréquence de résonance des circuits RLC est obtenue. La fréquence de résonance des relais NFC textiles à N antennes ne dépend pas du nombre d'antennes qui les composent, mais de la fréquence de résonance propre des antennes, dans le cas où elles sont identiques.

4.1.1.3.2 Caractérisation de la structure par impédancemètre (via connecteur SMA)

De manière analogue, l'étude théorique des relais NFC textile à deux antennes peut être appliquée aux relais à N antennes. A titre d'exemple, la **Figure 4.1.1-4** montre le principe de la mesure et le schéma électrique d'un relais NFC textile à trois antennes reliées à l'impédancemètre.

(a)



(b)

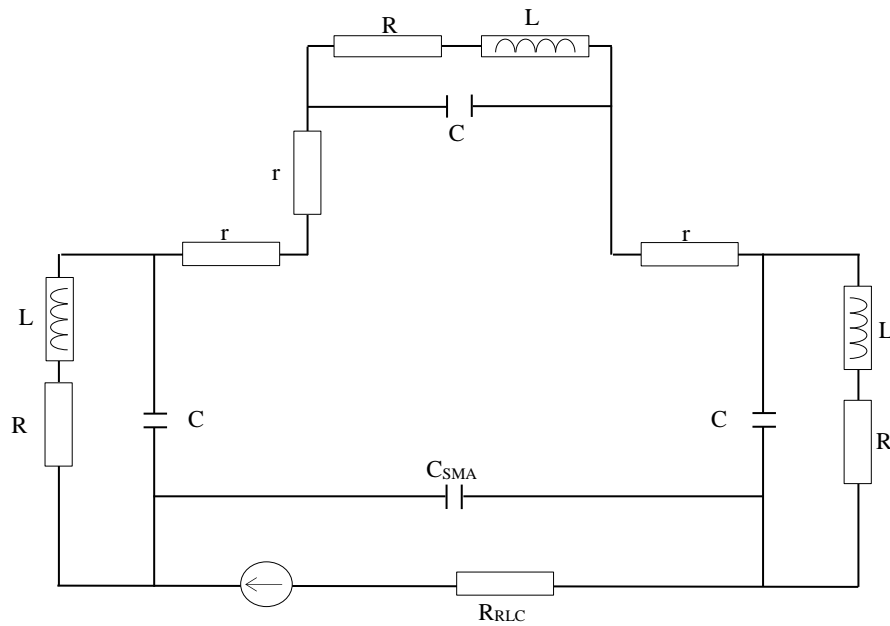


Figure 4.1.1-4. (a) Schéma de principe et (b) électrique du relais NFC textile à trois antennes, relié à un impédancemètre via un connecteur SMA

On constate que dans cette configuration, utilisée uniquement pour la caractérisation, les 3 impédances sont montées en série et branchées sur le connecteur SMA. De plus, pour ce développement, r a également été négligée.

$$Z_{tot} = Z_1 + Z_2 + Z_3 = 3Z \text{ si } Z_1 = Z_2 = Z_3$$

L'impédance des 3 boucles vues en série par le connecteur SMA est donc :

$$Z_{tot} = \frac{3 \cdot (R + jL\omega)}{1 + jRC\omega - LC\omega^2} + 3r$$

Ensuite, il faut ajouter l'effet de la capacité du connecteur SMA C_{SMA} qui, elle, est montée en parallèle avec l'impédance Z_{tot} .

Par analogie avec les calculs réalisés dans le cas du relais à 2 boucles on trouvera que la partie imaginaire de cette impédance sera donnée par l'équation :

$$Im(Z_{tot}) = \frac{j3\omega(L - L^2C'\omega^2 - R^2C')}{1 + \omega^2(C'^2L^2\omega^2 + R^2C'^2 - 2LC')}$$

Où $C' = C + 3.C_{SMA}$

D'où la fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC'} - \frac{R^2}{L^2}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad \text{si } R \ll \sqrt{\frac{L}{C'}} \quad 4.1.1-7$$

Dans le cas d'un relais NFC textile relié à un impédancemètre, à N boucles montées en série :

$$Z_{tot} = \frac{jN\omega(L - L^2C'\omega^2 - R^2C')}{1 + \omega^2(C'^2L^2\omega^2 + R^2C'^2 - 2LC')}$$

Où $C' = C + N.C_{SMA}$

D'où la fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC'} - \frac{R^2}{L^2}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad \text{si } R \ll \sqrt{\frac{L}{C + N.C_{SMA}}} \quad 4.1.1-8$$

Dans le cas d'une caractérisation de la structure, la forme de l'équation de la fréquence de résonance est similaire et dépend en partie de la fréquence de résonance des antennes (dans le cas où elles sont identiques). Cependant, le nombre d'antennes présentes au sein de la structure a aussi un impact sur la fréquence de résonance du relais. En effet, plus il y a d'antennes, plus la capacité du connecteur SMA prend de l'importance. On peut également interpréter cet effet comme le fait que les N boucles montées en série s'ajoutent (L devient $N.L$) et que les N capacités de chaque boucle diminue la capacité résultante (C devient C/N). Dans ce cas, l'expression 4.1.1-8 de la fréquence de résonance peut également prendre la forme suivante :

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + N.C_{SMA})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{N.L\left(\frac{C}{N} + C_{SMA}\right)}}$$

4.1.2 Simulation des relais NFC textile

Après avoir décrit de manière théorique les relais NFC textiles, leurs comportements électriques ont été simulés à l'aide du logiciel LTspice™.

4.1.2.1 Cas d'une alimentation par couplage magnétique

Dans le cas d'une alimentation de la structure par un couplage magnétique (utilisation normale), il a été montré que la fréquence de résonance du relais NFC textile ne dépendait pas du nombre d'antennes qui le composent mais de la fréquence de résonance des antennes. Cependant, une simulation a malgré tout été réalisée avec les valeurs de résistance, d'inductance et de capacité issues de la section 3.4. et qui sont présentées dans le **Tableau 4.1.2-1**. Les résultats des simulations pour des relais à 2, 3 et 4 antennes sont montrés en **Figure 4.1.2-1**.

Tableau 4.1.2-1. Valeurs de résistance, d'inductance et de capacité utilisées pour la simulation

Résistance R (Ω)	Inductance L (H)	Capacité C (F)
2,8	$6,22 \cdot 10^{-6}$	$1,32 \cdot 10^{-11}$

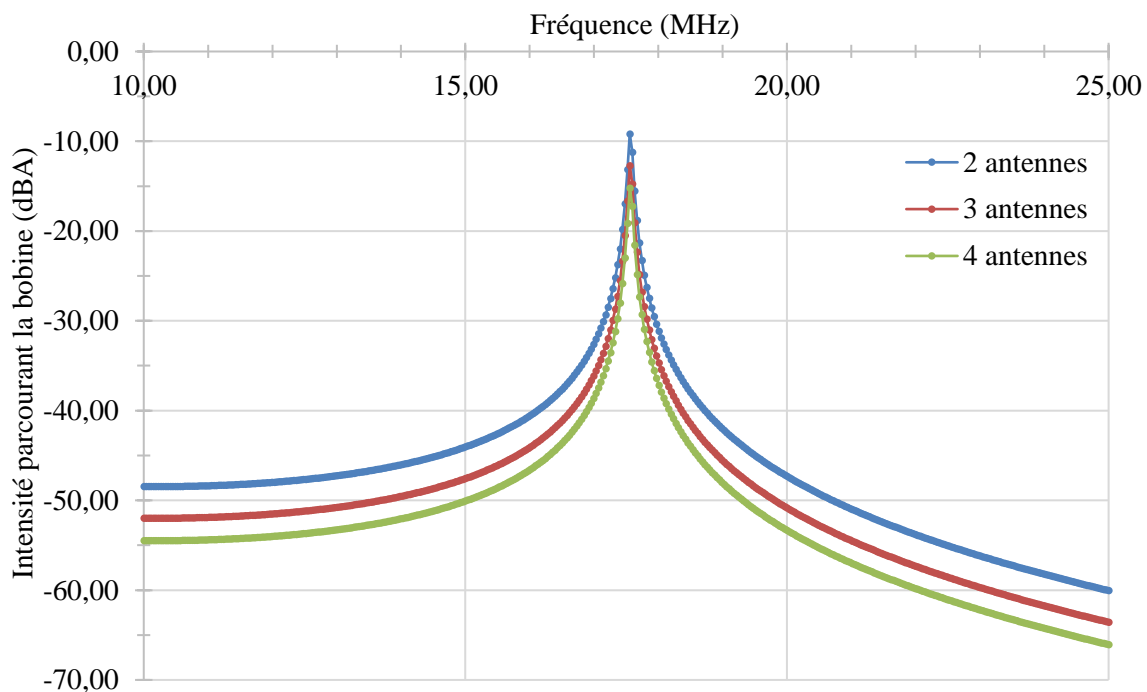


Figure 4.1.2-1. Simulation du courant parcourant les bobines des relais NFC textiles à 2, 3 et 4 antennes, avec soudure lors de leurs alimentations par couplage magnétique

Comme il l'a été montré dans les calculs théoriques les relais NFC textiles avec soudure lors de leurs alimentations par couplage magnétique, à 2, 3 ou 4 antennes possèdent la même fréquence de résonance (17,6 MHz).

4.1.2.2 Cas d'une caractérisation par l'impédancemètre

Dans le cas d'une caractérisation par un impédancemètre (donc de l'ajout d'un connecteur SMA et de l'ouverture du circuit) la fréquence de résonance dépend en partie du nombre d'antennes. Des relais comportant une à quatre antennes ont donc été simulés afin de visualiser l'effet du nombre d'antennes

sur la fréquence de résonance. Les modélisations des circuits électriques des quatre relais sont présentées en **Figure 4.1.2-2**. La simulation concerne le courant dans la branche de l'impédancemètre. C'est pourquoi une charge électrique y a été ajoutée (R10, R1, R13 et R20 pour une, deux, trois et quatre antennes, respectivement). Enfin, les valeurs choisies pour effectuer cette simulation ont été déterminées de sorte que la fréquence de résonance d'une antenne seule (sans connecteur SMA) soit de 13,56 MHz et que le facteur de qualité soit suffisamment élevé pour permettre de restreindre la bande passante. Elles sont présentées dans le **Tableau 4.1.2-2**.

Tableau 4.1.2-2. Valeurs des composants électriques utilisés pour réaliser les simulations LTspice™

<i>R</i>	<i>L</i>	<i>C</i>	<i>C_{SMA}</i>	<i>r</i>	<i>f₀</i>	<i>Q</i>
3,12 Ω	7 μH	13,68 pF	3 pF	0,3 Ω	13,56 MHz	191

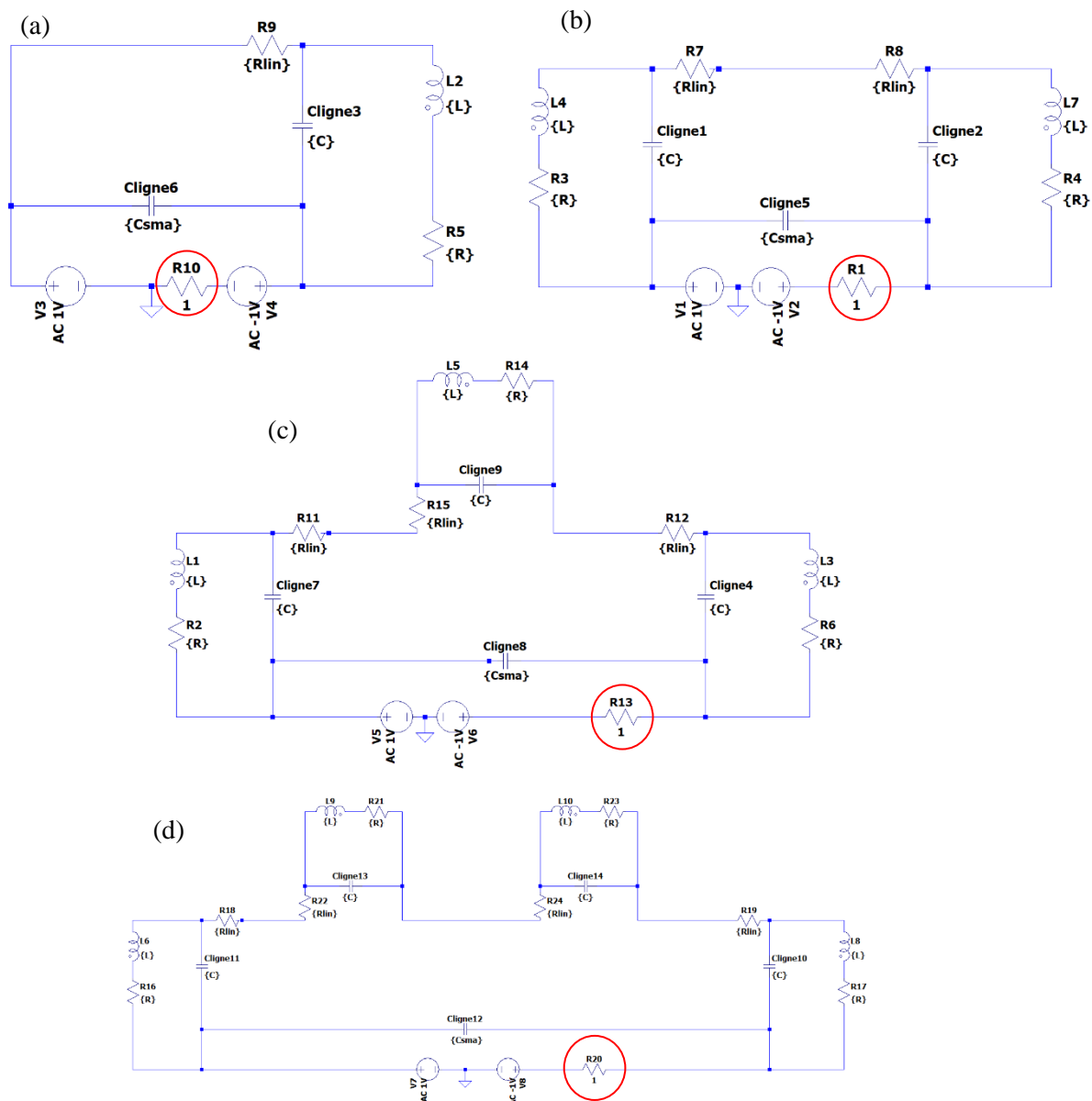


Figure 4.1.2-2. Modélisation LTSpice™ des circuits électriques des relais NFC textiles à (a) 1, (b) 2, (c) 3 et (d) 4 antennes

Les résultats des simulations, présentés en **Figure 4.1.2-3** (a), montrent l'influence du nombre d'antennes sur la fréquence de résonance de la structure. La présence d'un connecteur SMA entraîne une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation du nombre d'antennes.

Ensuite, grâce aux calculs théoriques précédents (section 4.1.1.3.), une valeur corrective pour la capacité totale du circuit a été appliquée pour faire une nouvelle série de simulation dont les résultats sont montrés en **Figure 4.1.2-3** (b). Ainsi, les nouvelles valeurs de capacité des structures sont exprimées par l'équation 4.1.2-1

$$C' = C - N \cdot C_{SMA} \quad 4.1.2-1$$

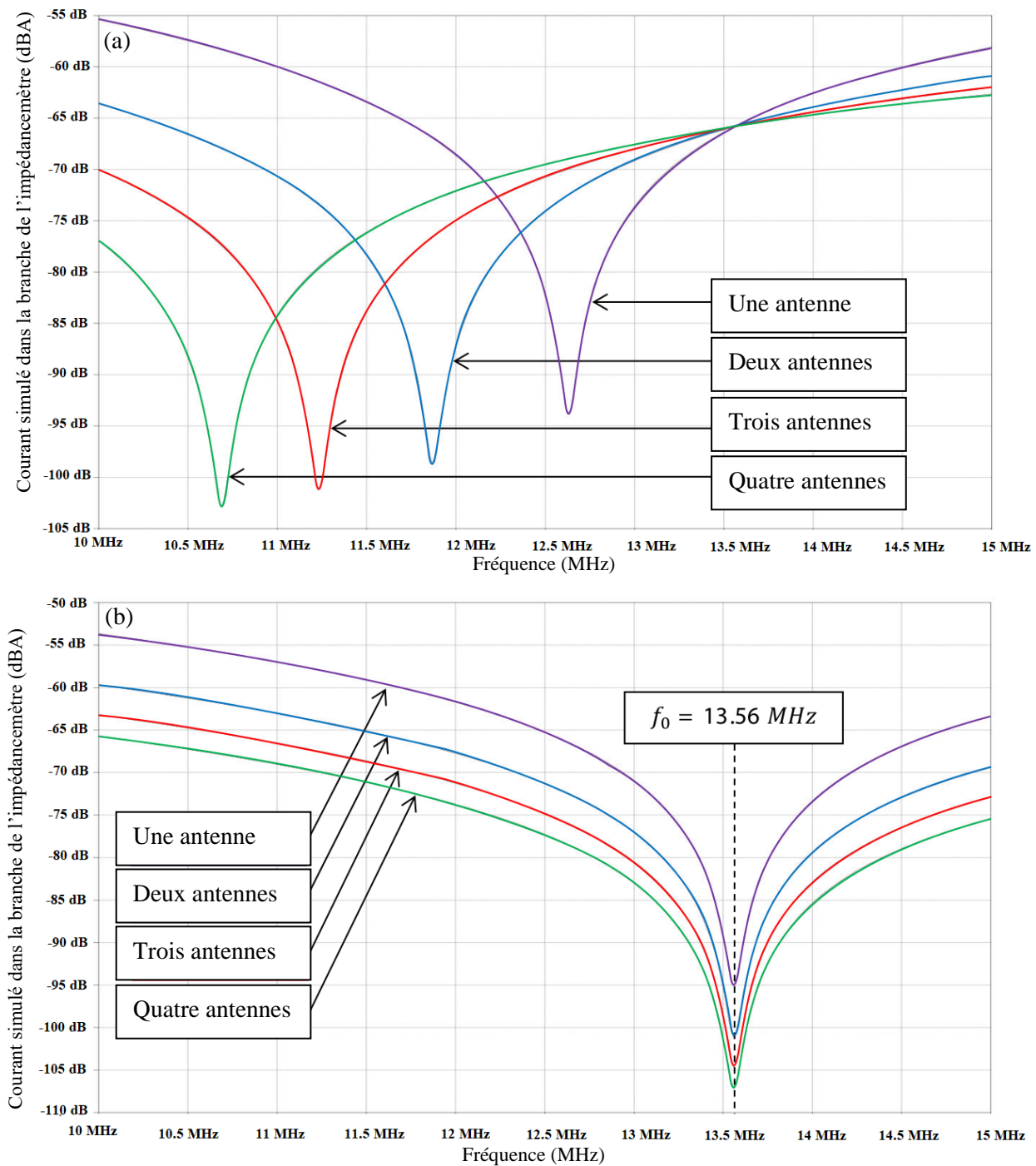


Figure 4.1.2-3. Courant simulé dans la branche de l'impédancemètre en dBA des relais NFC textile en fonction de la fréquence. (a) Courant sans tenir compte du C_{SMA} et (b) avec prise en compte de C_{SMA} ($C' = C - N \cdot C_{SMA}$)

La simulation montrée en **Figure 4.1.2-3** (a) met en évidence que la fréquence de résonance mesurée par l'impédancemètre est bien influencée par la présence d'une capacité due au connecteur SMA. La diminution de cette fréquence avec l'augmentation du nombre d'antenne est en accord avec l'équation 4.1.1-8 obtenue dans la section 4.1.1.3.2.

Ensuite, lorsque la capacité du connecteur SMA est retirée N fois ($C' = C - N \cdot C_{SMA}$) à la capacité totale du circuit, les simulations montrent que la fréquence de résonance des relais n'est pas impactée par le nombre d'antennes. C'est le résultat qui doit être obtenu avec le relais d'origine, c'est-à-dire en absence du connecteur qui a été ajouté pour les besoins de la caractérisation.

4.1.3 Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles avec soudure

Dans le but de mesurer l'évolution de la fréquence de résonance expérimentale des relais NFC textile avec soudure, dans le cas de leurs caractérisations à l'impédancemètre (circuit ouvert avec connecteur SMA), en fonction du nombre d'antennes, les impédances d'une antenne, d'un relais à deux antennes et d'un relais à trois antennes ont été mesurées et comparées, selon le protocole de la section 2.4.7. Les résultats de l'évolution de la fréquence de résonance en fonction du nombre d'antennes sont montrés dans le **Tableau 4.1.3-1**. Aussi, ce tableau inclut les fréquences de résonance calculées à partir des valeurs de capacité et d'inductance issues de la section 3.4. et de l'équation 4.1.1-8.

Tableau 4.1.3-1. Fréquence de résonance des relais NFC textile selon le nombre d'antennes qui les composent.

Nombre d'antennes	Fréquence de résonance mesurée (MHz)	Fréquences de résonance calculée (MHz)
1	15,86	15,86
2	11,99	14,56
3	9,83	13,54

Les résultats expérimentaux obtenus sont conformes à l'étude théorique et aux simulations menées ci-avant. La fréquence de résonance diminue avec l'augmentation du nombre d'antennes au sein du relais. Cependant, les fréquences de résonance calculées diminuent moins rapidement que les valeurs mesurées. Cela peut s'expliquer par l'approximation faite sur l'équation de la fréquence de résonance.

4.1.4 Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles avec soudure

4.1.4.1 Facteur de transmission S_{21} (VNA)

Le facteur de transmission S_{21} des relais NFC textiles à deux et trois antennes avec soudure, dans le cas de leurs alimentations par induction magnétique (circuit fermé sans connecteur SMA) a été mesuré selon le protocole décrit en section 2.4.7. Il permet de caractériser le gain (en dB) de la transmission de la structure en fonction de la fréquence (MHz). Une mesure de référence, appelée « Transmission directe » a également été effectuée afin de déterminer les pertes engendrées par la structure. Il s'agit de la mesure du paramètre S_{21} entre les deux antennes sondes lorsqu'elles sont placées l'une sur l'autre. Les évolutions des paramètres S_{21} (en dB) en fonction de la fréquence des relais à deux et trois antennes et de la mesure de référence sont présentées en **Figure 4.1.4-1**.

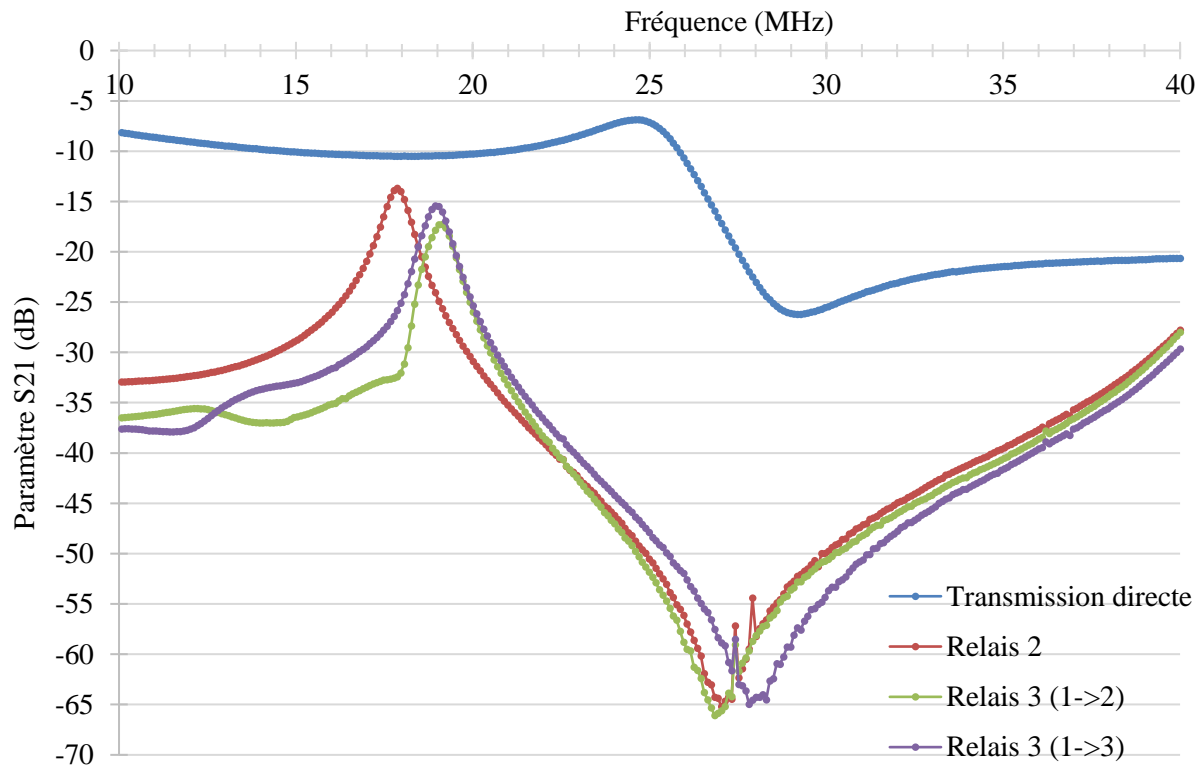


Figure 4.1.4-1. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à deux et trois antennes avec soudure en fonction de la fréquence

Les résultats montrent que la transmission directe entre les deux sondes présente des pertes, environ -10 dB entre 15 et 20 MHz. Cette valeur constitue la référence pour étudier les pertes engendrées par la structure NFC textile, c'est-à-dire que pour une fréquence donnée, le paramètre S_{21} de la transmission directe ($S_{21\text{-transmission directe}}$) est retiré au paramètre S_{21} du relais mesuré ($S_{21\text{-relais-mesuré}}(f)$) afin d'obtenir les pertes engendrées par la structure ($S_{21\text{-relais-réelle}}(f) = S_{21\text{-relais-mesuré}}(f) - S_{21\text{-transmission directe}}(f)$).

Le relais à deux antennes résonne à 17,86 MHz, c'est donc à cette fréquence que les pertes sont minimales et valent $3,2\text{ dB}$. Par conséquent, un signal transmis au travers du relais à cette fréquence est environ divisé par deux.

Pour le relais à trois antennes, les pertes des antennes 1 vers 2 sont de $6,83\text{ dB}$ et pour la transmission des antennes 1 vers 3 elles sont de $4,99\text{ dB}$, à leurs fréquences de résonance respectives. L'amplitude du signal est donc divisée par environ 5 et 3,2, respectivement. L'augmentation des pertes par rapport au relais à deux antennes est due à l'accroissement de la résistance totale de la structure et à l'augmentation du nombre d'antennes émettrices. En effet, le signal reçu par la première antenne est ensuite émis par les deux autres simultanément.

Dans le cas d'une source émettant un signal d'une puissance de 300 mW , comme un téléphone portable, les relais NFC textiles avec soudure développés sont, a priori, capables de transmettre, une puissance comprise entre 60 et 150 mW .

4.1.4.2 Cartographie du champ électromagnétique induit (Scanphone®)

Le champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles avec soudure à deux et trois antennes a été cartographié grâce au Scanphone® d'après le protocole de la section 2.4.9, dans un plan situé à une hauteur de 2cm par rapport au plan du relais textile. Cette caractérisation permet de déterminer les zones d'émission de champ des prototypes. La **Figure 4.1.4-2** montre les cartographies en réalité augmentée des émissions de champ électromagnétique des relais à deux et trois antennes. Ensuite, les surfaces 3D des valeurs de la tension induite par le champ électromagnétique sont présentées par la **Figure 4.1.4-3**.

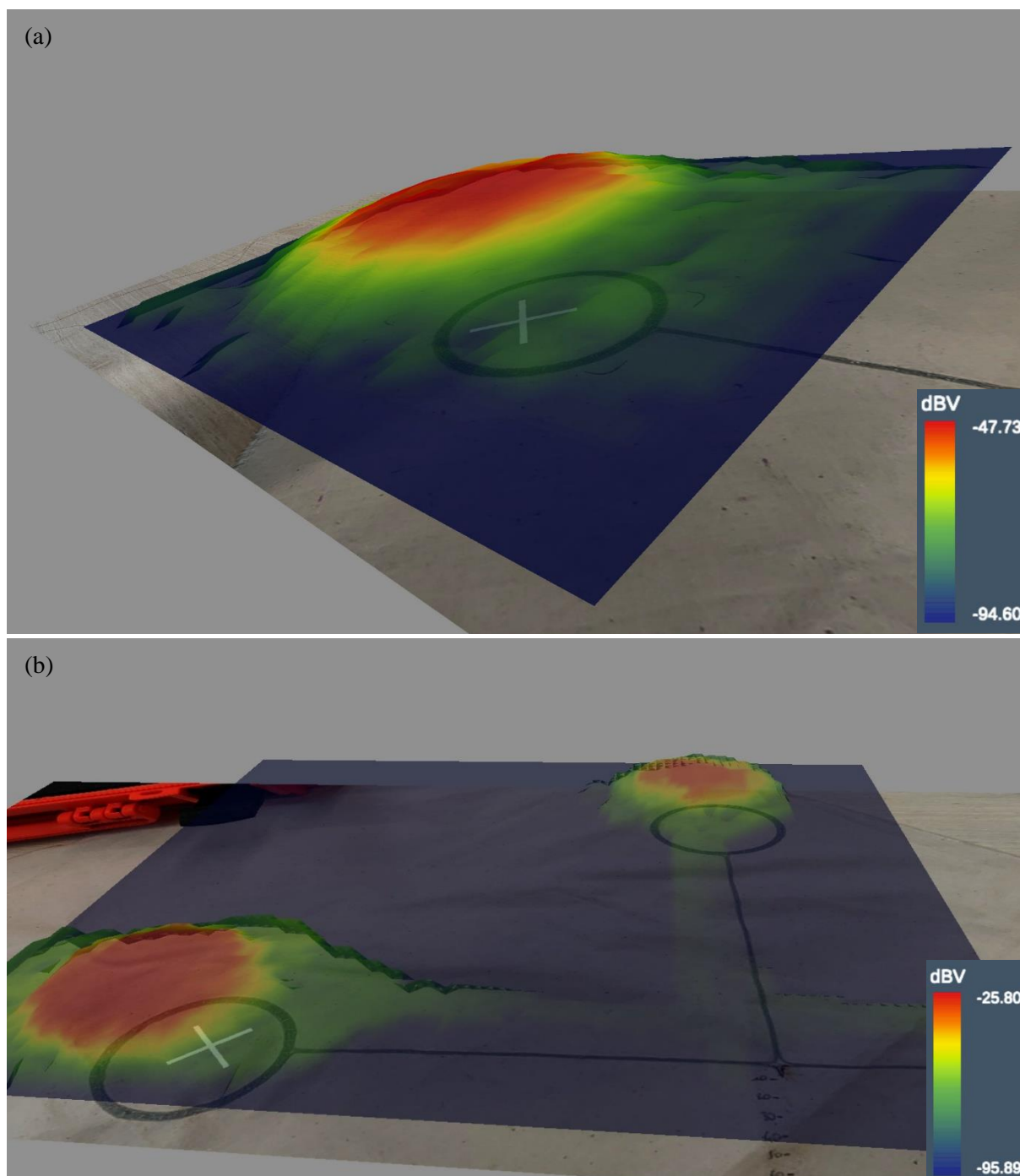


Figure 4.1.4-2. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textile avec soudure à (a) deux et (b) trois antennes

Ces résultats mettent en évidence la position des émissions électromagnétiques engendrées par l'alimentation d'une des antennes du relais par un signal à 13,56 MHz. Aussi, ils montrent que le champ électromagnétique émis par les structures est bien restreint aux bobines planes textiles. Cependant, les lignes de transmission émettent également un faible champ, ce qui explique en partie les pertes engendrées par la structure.

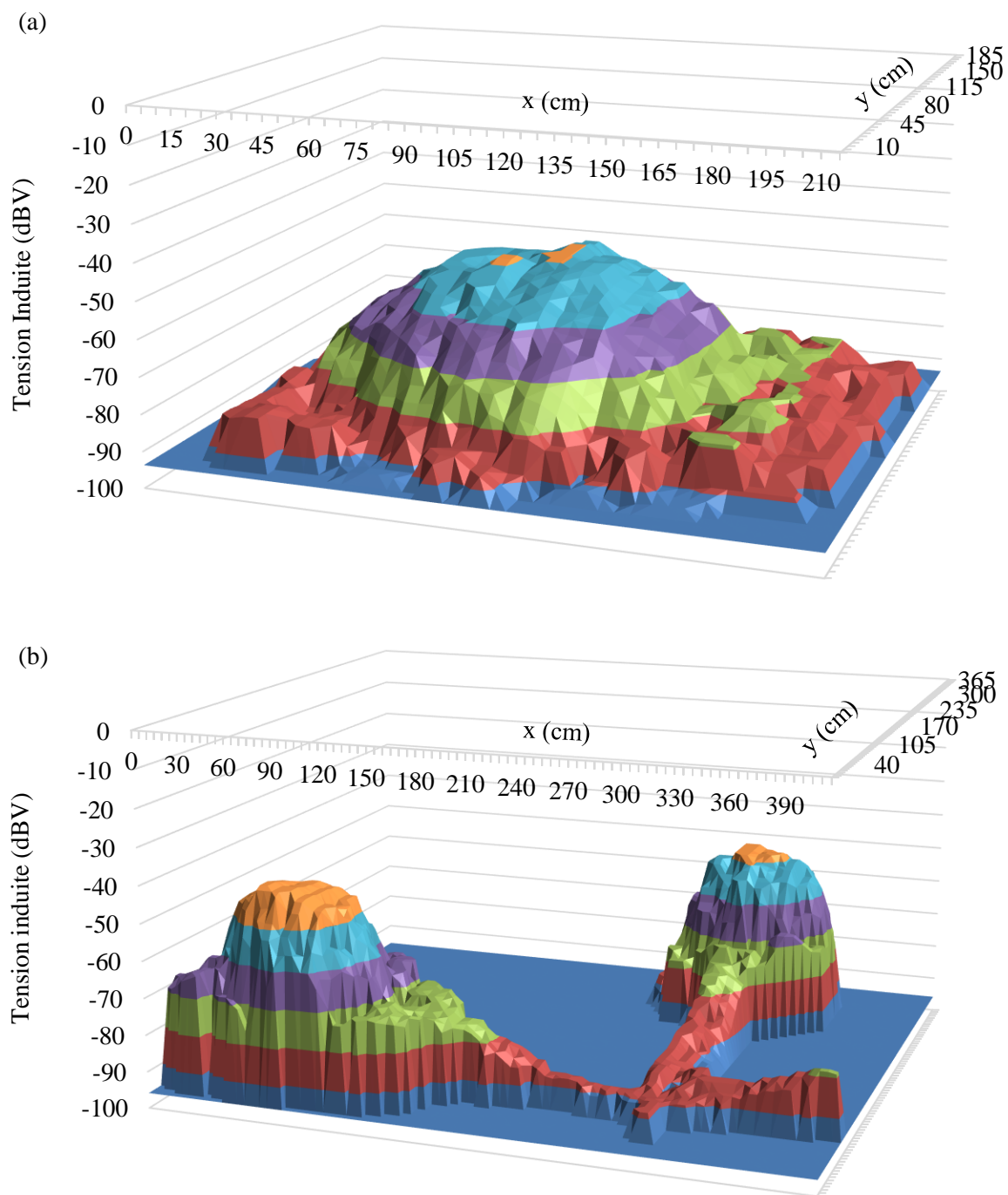


Figure 4.1.4-3. Surface 3D de la tension induite par le champ électromagnétique (en dBV) émis par les relais NFC textiles à (a) deux et (b) trois antennes

Les surfaces 3D réalisées montrent la forte localisation des champs électromagnétiques émis par les relais NFC textiles. Le relais à deux antennes présente une tension induite maximale de $-49,85 \text{ dBV}$ et le relais à trois antennes de $-48,16 \text{ dBV}$ de l'antenne 1 vers 2 et de $-40,42 \text{ dBV}$ de l'antenne 1 vers l'antenne 3. Les émissions dues aux lignes de transmission sont comprises entre -80 dBV et -90 dBV , environ. Ces résultats permettent de mettre en évidence la faible quantité de champs émis par les lignes de transmission par rapport à celle des bobines planes circulaires.

Les valeurs maximales mesurées sont relativement faibles par rapport à celles obtenues avec l'analyseur de réseau vectoriel. C'est la distance de 2 cm entre le capteur et la bobine qui explique cette différence importante. En effet, à cette fréquence l'intensité du champ électromagnétique décroît très rapidement.

4.1.4.3 Preuve de concept

Comme pour les antennes, des preuves de concept du bon fonctionnement des relais NFC textiles pour le transfert d'énergie et de données ont été réalisées.

Pour démontrer le transfert d'énergie, un relais à deux antennes a été associé au précédent prototype d'antenne connectée à une diode DEL (section 3.4.4.). Le principe de ce dispositif est d'alimenter le relais avec un smartphone (via la première antenne) qui alimente l'antenne connectée à la DEL (via la deuxième antenne).

Pour le transfert de données, un tag NFC a été placé sur une antenne du relais afin qu'il puisse être lu avec un smartphone grâce à la deuxième antenne.

Ces deux montages sont montrés en **Figure 4.1.4-4**.

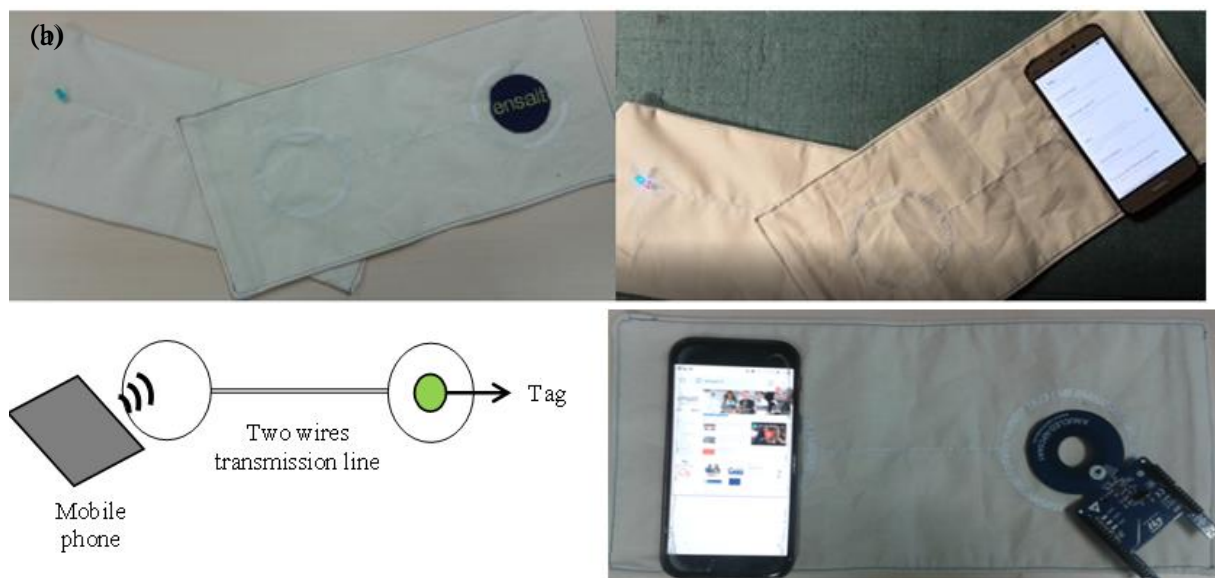


Figure 4.1.4-4. (a) Alimentation par un smartphone d'une LED connectée à une antenne NFC textile via un relais à deux antennes. (b) Lecture d'un tag NFC à distance grâce à un relais NFC textile à deux antennes.

4.2 Les relais NFC textiles sans soudure

4.2.1 Etude théorique des relais NFC textiles sans soudure

A l'instar des relais NFC textiles étudiés précédemment, les relais NFC textiles sans soudure sont des circuits RLC particuliers. Ils peuvent être décomposés en N circuits RLC assemblés en série de façon symétrique. Cependant, une capacité supplémentaire constituée de deux lignes de courant proches a été ajoutée dans une des lignes de courant constituant la ligne de transmission, comme expliqué dans la section 2.3.2.6. La **Figure 4.2.1-1** montre une photo du relais NFC textile à deux antennes sans soudure et son schéma électrique. Dans ce schéma, la capacité $C_{ouverture}$ correspond à la capacité additionnelle remplaçant la soudure.

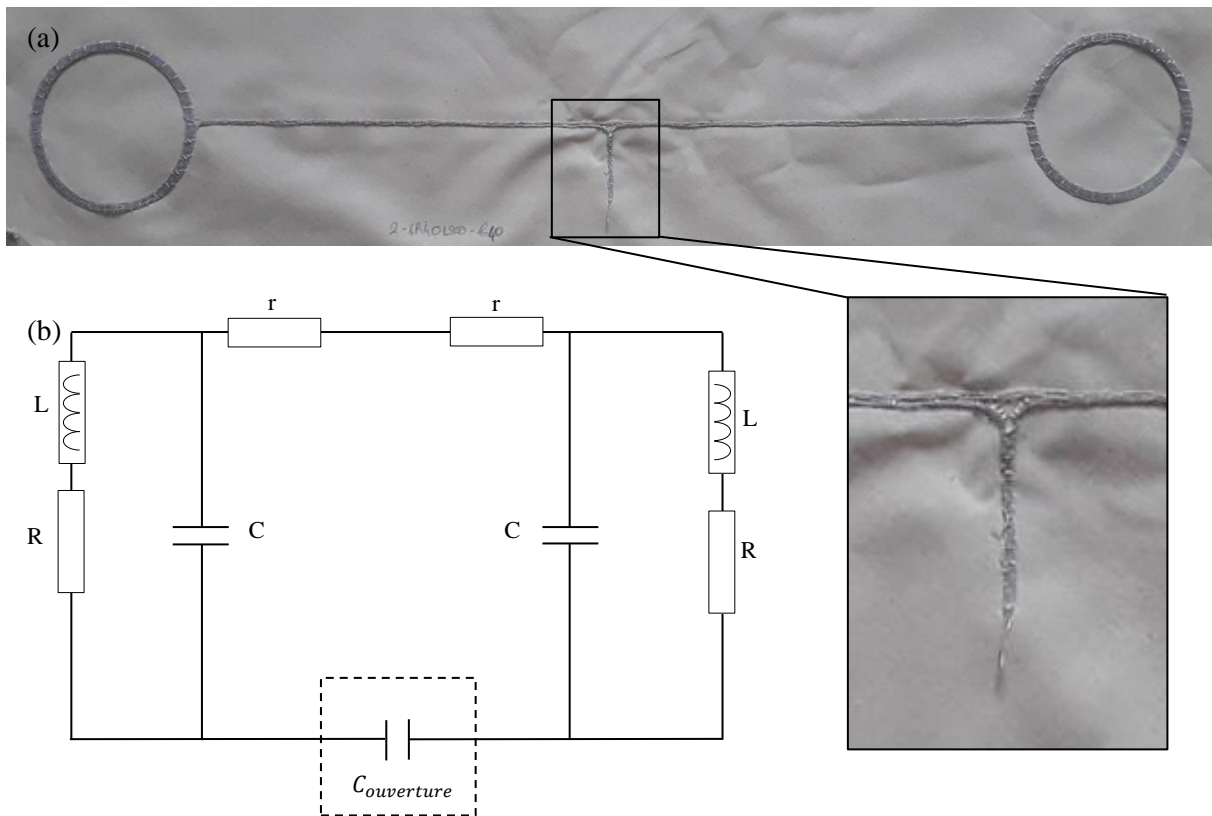


Figure 4.2.1-1. (a) Relais NFC textile à deux antennes, sans soudure et (b) son schéma électrique

La capacité $C_{ouverture}$ ajoute une impédance $\frac{1}{jC_{ouverture}\omega}$ à la somme des impédances des boucles alimentées. Dans ce cas, (si on néglige r) l'impédance vue par le générateur créée par induction sera donnée par :

$$Z = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{1}{Nr + \frac{1}{jC_{ouverture}\omega} + (N-1)\frac{R_2 + jL_2\omega}{1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2}}}}$$

$$Z = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{jC_{ouverture}\omega(1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2)}{(1 + jR_2C_2\omega - L_2C_2\omega^2) + jC_{ouverture}\omega[(N-1)R_2 + (N-1)jL_2\omega]}}$$

Les conditions de résonance sont obtenues lorsque la partie imaginaire de Z s'annule. Intuitivement, on se doute que la capacité $C_{ouverture}$ va créer une nouvelle fréquence de résonance en plus de la fréquence de résonance propre des antennes, toutes identiques. La recherche des différentes fréquences de résonance étant, pour ce circuit, particulièrement fastidieuse, deux cas particuliers de simplification sont étudiés. D'une part, le cas où le circuit résonne à la fréquence propre de celle de chacune des antennes et d'autre part, le cas où la capacité $C_{ouverture}$ est très petite devant la capacité propre des antennes. Dans chaque cas, on mettra en évidence les conditions qui permettent de négliger l'influence de cette capacité d'ouverture. Elles sont obtenues lorsque l'impédance amenée dans le circuit est négligeable devant le module de l'impédance totale, notée Z' , des $N-1$ boucles montées en série avec elle.

Les impédances apportées par la capacité d'ouverture $C_{ouverture}$ et par les $N-1$ boucles montées en série sont respectivement données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{jC_{ouverture}\omega} \right| &= \frac{1}{C_{ouverture}\omega} \\ |Z'| &= (N-1) \left| \frac{R + j\omega(L - L^2C\omega^2 - R^2C)}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)} \right| \\ &= (N-1) \left| \frac{\sqrt{R^2 + \omega^2(L - L^2C\omega^2 - R^2C)^2}}{1 + \omega^2(C^2L^2\omega^2 + R^2C^2 - 2LC)} \right| \end{aligned}$$

A la résonance propre du circuit (si N antennes identiques), on a $LC\omega^2 = 1$,

$$\begin{aligned} \text{donc : } |Z| &= (N-1) \left| \frac{\sqrt{R^2 - \frac{1}{LC}(R^2C)^2}}{1 + \frac{1}{LC}(R^2C^2 - LC)} \right| \\ &= (N-1) \left| \frac{\sqrt{R^2 - \frac{C}{L}R^4}}{1 + R^2\frac{C}{L} - 1} \right| = (N-1)Q^2R \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \approx (N-1)Q^2R \end{aligned}$$

$$\text{Et à cette fréquence on a aussi : } \frac{1}{C_{ouverture}\omega} = \frac{1}{C_{ouverture}\frac{1}{\sqrt{LC}}} = \frac{\sqrt{LC}}{C_{ouverture}}$$

Il n'y aura pas d'influence de la présence de la capacité d'ouverture sur la valeur de la résonance propre du circuit (N antennes identiques) si la valeur de l'impédance due à cette capacité d'ouverture est

négligeable devant la valeur de la somme des impédances des $N-1$ boucles en série avec celle-ci, c'est-à-dire si et seulement si :

$$\frac{\sqrt{LC}}{C_{ouverture}} \ll (N-1)Q^2R$$

$$\text{Soit encore : } C_{ouverture} \gg \frac{\sqrt{LC}}{(N-1)Q^2R} = \frac{QC}{(N-1)Q^2} = \frac{c}{(N-1)Q}$$

Dans le cas particulier où la capacité d'ouverture est extrêmement faible devant la capacité d'une antenne ($C_{ouverture} \ll C$) :

$$Z = jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + \frac{1}{Nr + \frac{1}{jC_{ouverture}\omega} + \varepsilon}}$$

$$Z \approx jL_1\omega + R_1 + \frac{1}{jC_1\omega + jC_{ouverture}\omega} = R + j \left[L\omega - \frac{1}{(C + C_{ouverture})\omega} \right]$$

Soit :

$$Z \approx R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \text{ car } C_{ouverture} \gg \frac{c}{(N-1)Q}$$

La résonance se produira également pour : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

4.2.2 Simulation des relais NFC textiles sans soudure

Dans le but de réaliser une simulation des réponses électriques du relais NFC textiles sans soudure à trois antennes avec LTspice™, selon la modélisation du circuit électrique présentée en **Figure 4.2.2-1**. Les valeurs de résistance $R = 2,8 \Omega$, d'inductance $L = 6,22 \cdot 10^{-6} H$ et de capacité $C = 1,32 \cdot 10^{-11} F$ pour réaliser les simulations sont les mêmes que celles utilisées jusqu'à présent. La valeur de capacité d'ouverture $C_{ouverture}$ a été fixée à 0,1 pF, 1 pF, 10 pF et 100 pF afin de visualiser son influence sur la fréquence de résonance du circuit.

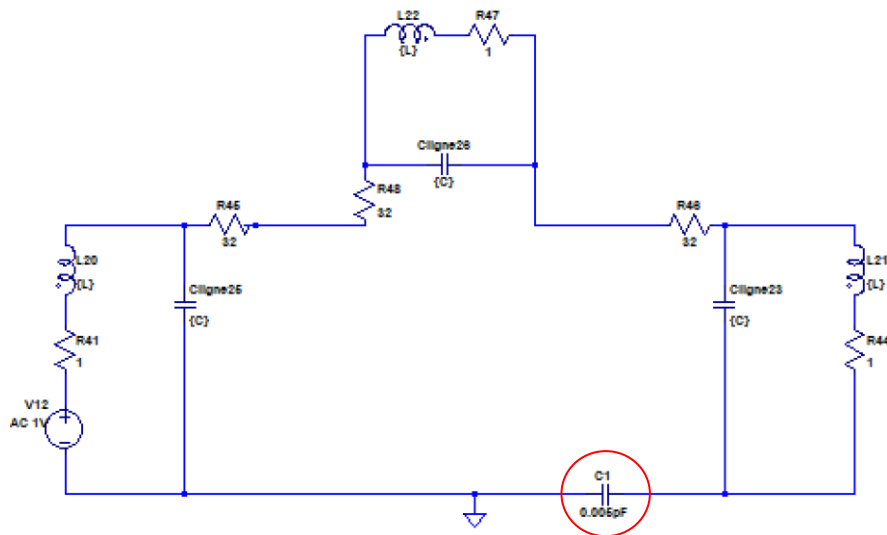


Figure 4.2.2-1. Modélisation du circuit électrique du relais NFC textile sans soudure à trois antennes, utilisée par LTspice™

La **Figure 4.2.2-2** montre les résultats des simulations de l'intensité parcourant la charge de la deuxième antenne (R44 sur le schéma) et sa phase pour différentes valeurs de capacité C , et donc de capacité d'ouverture $C_{ouverture}$, selon l'équation :

$$C_{ouverture} \gg \frac{\sqrt{LC}}{(N-1)Q^2 R} = \frac{QC}{(N-1)Q^2} = \frac{C}{(N-1)Q} = 2,69 \cdot 10^{-14} F$$

Ces résultats de simulation numérique confirment l'existence d'une deuxième fréquence de résonance, inférieure à la fréquence propre des antennes constituant le relais.

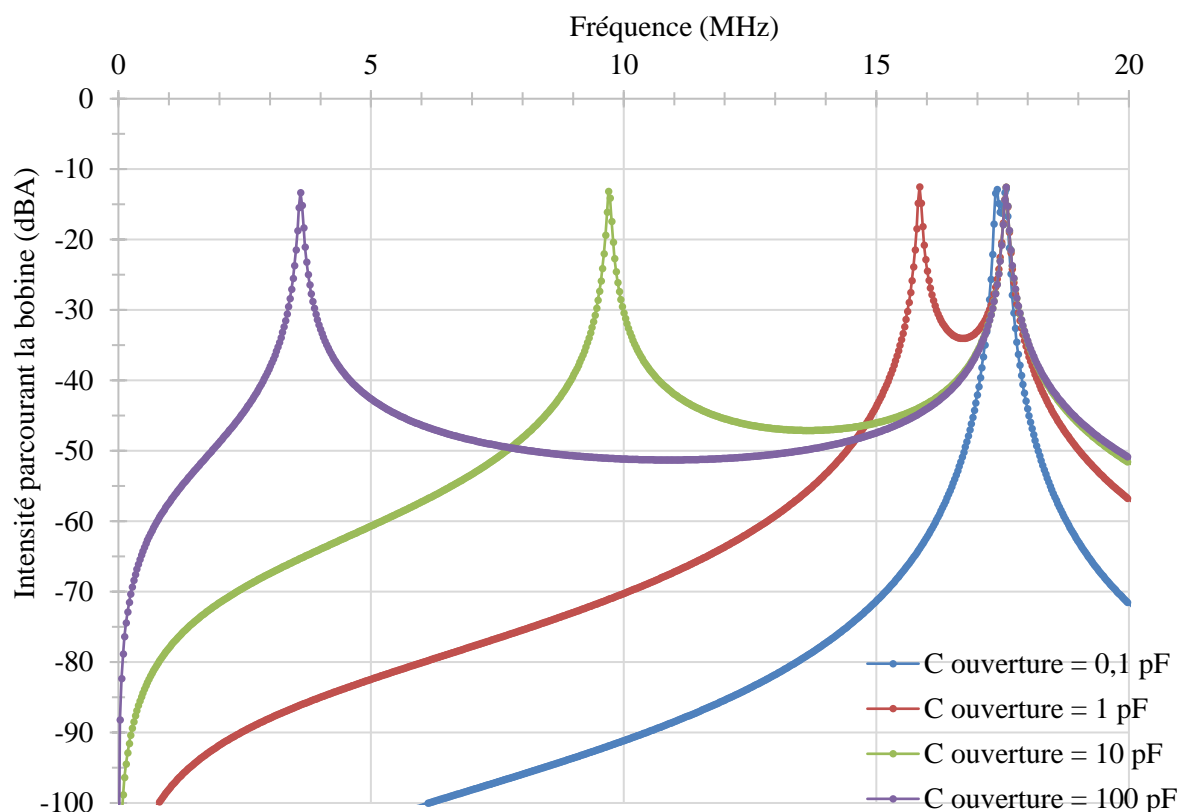


Figure 4.2.2-2. Résultats des simulations LTspice de la réponse électrique en courant d’une charge présente dans une antenne pour (a) $C_{ouverture} = 100 \text{ pF}$, (b) $C_{ouverture} = 10 \text{ pF}$, (c) $C_{ouverture} = 1 \text{ pF}$ et (d) $C_{ouverture} = 0,1 \text{ pF}$

Ces simulations démontrent l’effet de la capacité d’ouverture sur l’apparition d’une deuxième fréquence de résonance dans la structure. En effet, la résonance à la fréquence la plus élevée, ici à 17,5 MHz, reste fixe et est égale à la fréquence de résonance des antennes qui composent le relais. En revanche, la fréquence de résonance à la fréquence la plus faible est dépendante de la valeur de la capacité d’ouverture, plus elle est importante, plus la fréquence de résonance s’éloigne de 17,5 MHz. Enfin, comme l’on démontré les calculs ci-avant, lorsque la capacité d’ouverture est très faible devant la capacité d’une antenne, alors les maximums de résonance se confondent.

4.2.3 Caractéristiques électriques expérimentales des relais NFC textiles sans soudure

Les relais NFC textiles sans soudure ont été caractérisés directement en sortie de machine (brodeuse industrielle ZSK), sans ajout de connectique. Les séries de mesures ont été réalisées sur les relais à deux et trois antennes à l’aide d’un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) Agilent 8753S, selon le protocole décrit dans la section 2.4.7.

L’objectif de ces mesures est de déterminer les fréquences de résonance des relais NFC textiles sans soudure en fonction de la longueur du tronçon de lignes parallèles créant la capacité d’ouverture en mesurant leurs paramètres de transmission S_{21} .

4.2.3.1 Relais NFC textile sans soudure à deux antennes.

L'évolution des fréquences de résonance (en MHz) des relais NFC textile, sans soudure à deux antennes, en fonction de la longueur des tronçons de lignes parallèles créant la capacité d'ouverture L_{co} (en mm) est présentée par la **Figure 4.2.3-1**.

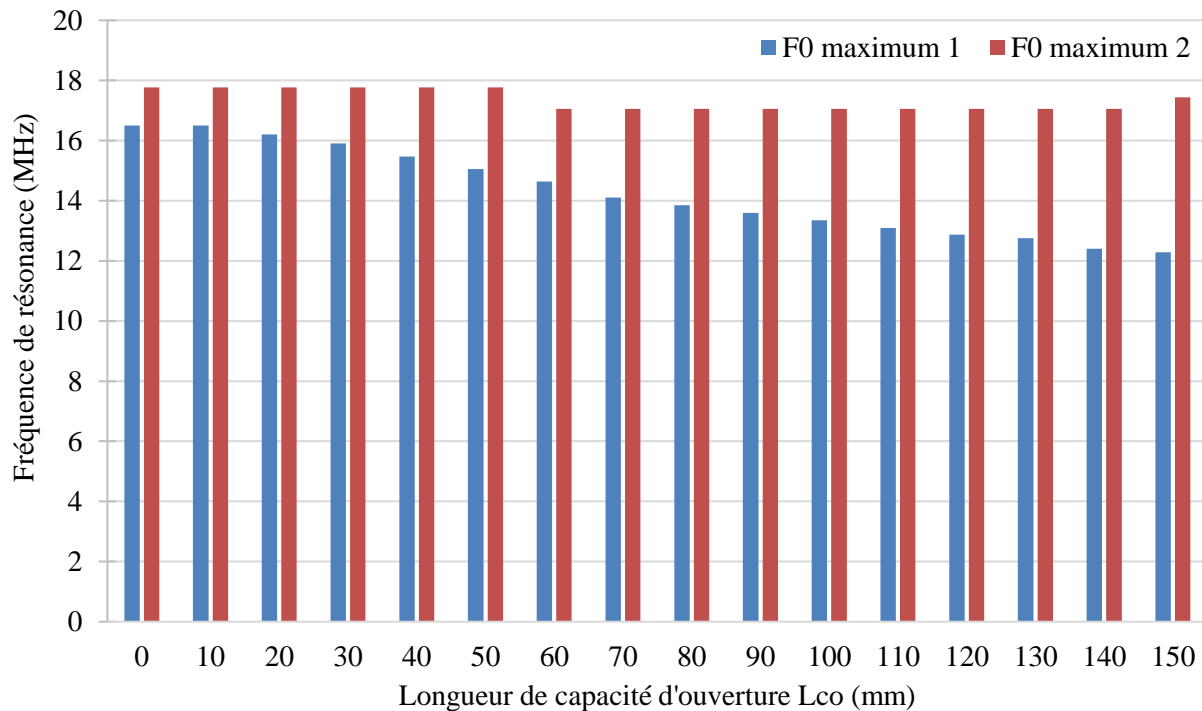


Figure 4.2.3-1. Evolution des fréquences de résonance des relais NFC textile sans soudure à deux antennes en fonction de la longueur des tronçons de lignes parallèles créant leurs capacités d'ouverture

Le relais NFC textile sans soudure à deux antennes possède bien deux fréquences de résonance. La première (« F0 Maximum 1 » en bleu dans la **Figure 4.2.3-1**) est dépendante de la longueur du tronçon de ligne créant la capacité d'ouverture et diminue avec son augmentation. Autrement dit, lorsque $C_{ouverture}$ (en F) augmente, la première fréquence de résonance diminue et s'éloigne de la résonance de l'antenne composant le relais.

Ensuite, la deuxième fréquence de résonance (« F0 Maximum 2 » en rouge) n'est pas influencée par la capacité d'ouverture. Il s'agit de la fréquence de résonance des antennes composant le relais, et vaut 17,8 MHz environ.

Enfin, lorsque la capacité d'ouverture est très faible devant la capacité des antennes, les deux résonances tendent à se confondre. Dans ce cas et d'après les simulations de la section 3.6.2. $C_{ouverture}$ doit être inférieure d'au moins 3 ordres de grandeurs.

Ces résultats sont conformes aux simulations effectuées ci-avant.

4.2.3.2 Relais NFC textile sans soudure à trois antennes

Les relais NFC textiles sans soudure à trois antennes possèdent deux couples d'antennes n'ayant pas les mêmes configurations (1→2 et 1→3), comme expliqué dans la section 2.4.7. La **Figure 4.2.3-2** montre l'évolution des fréquences de résonance en fonction des longueurs de capacités d'ouverture.

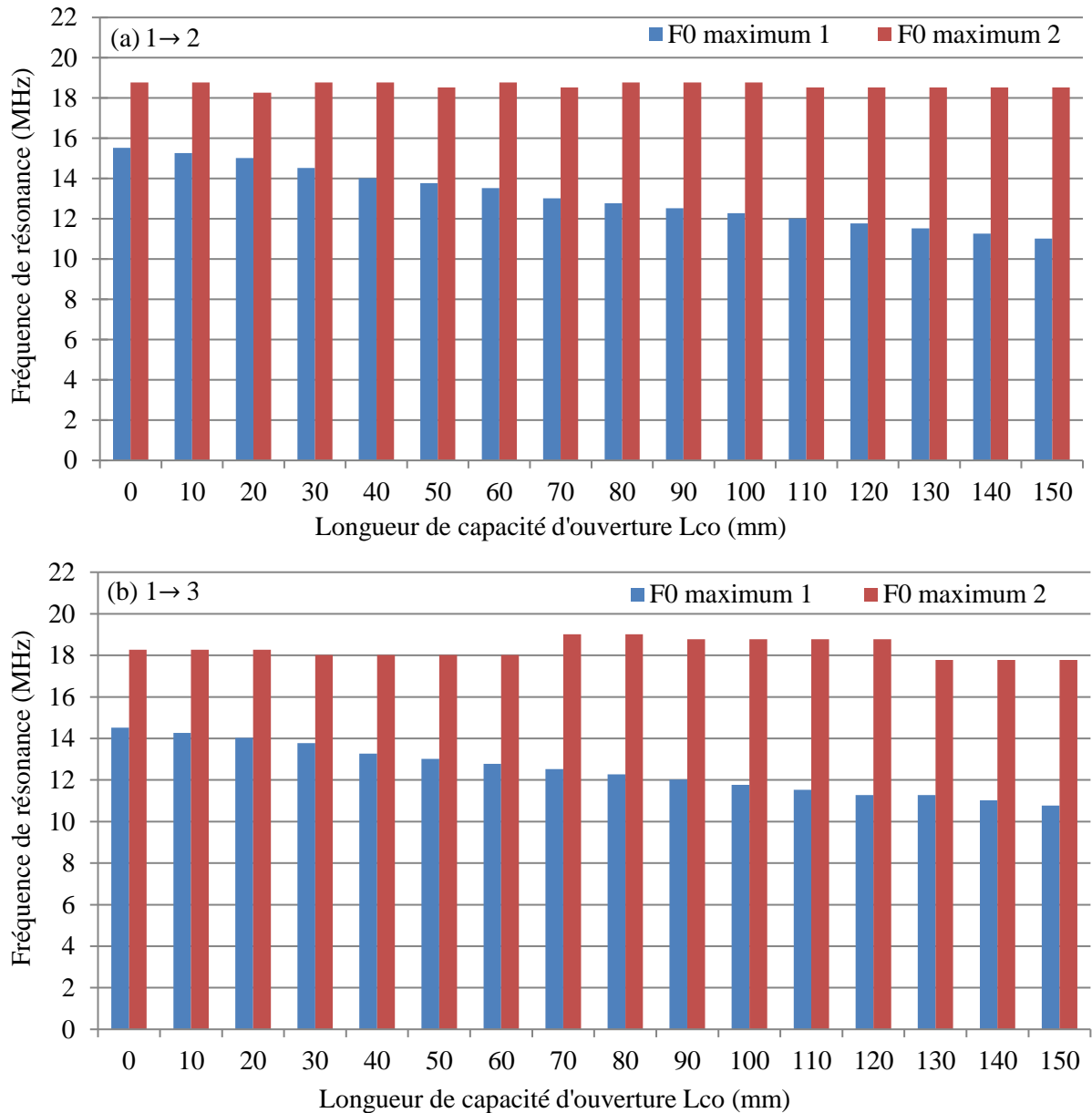


Figure 4.2.3-2. Evolution des fréquences de résonance du relais NFC textile sans soudure à trois antennes sous une mesure entre (a) les antennes 1 et 2 et entre (b) les antennes 1 et 3

D'après ces mesures, l'évolution des fréquences de résonance est similaire aux relais à deux antennes. La deuxième résonance (« F0 maximum 2 »), centrée sur 18,5 MHz environ, est la fréquence de résonance de l'antenne seule. Tandis que la résonance de gauche (« F0 maximum 1 ») est dépendante de la capacité (donc de la longueur) de l'ouverture $C_{ouverture}$ (en F). Comme pour les relais à deux antennes, lorsque cette capacité diminue, la fréquence de résonance du maximum 1 augmente.

Un comportement similaire est observé pour les paramètres S_{21} de l'antenne 1 vers 2 et de l'antenne 1 vers 3. Cependant, les valeurs de fréquence de résonance du maximum 1 sont plus faibles dans le cas

d'une transmission de l'antenne 1 vers l'antenne 3. Cette différence peut s'expliquer par le fait que les antennes 1 et 2 sont plus proches et se perturbent donc mutuellement (340 mm contre 480 mm entre l'antenne 1 et 3, cf. section 2.4.7).

4.2.4 Caractéristiques du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles sans soudure

4.2.4.1 Relais NFC textiles à deux antennes sans soudure

4.2.4.1.1 Facteur de transmission S_{21} (VNA)

Le facteur de transmission S_{21} des relais NFC textiles sans soudure a été mesuré selon le protocole décrit dans la section 2.4.7. La longueur de l'ouverture L_{co} (en mm) est comprise entre 0 mm et 150 mm en raison de la limitation de fils textiles conducteurs sur la canette de la brodeuse (cf. section 2.2.1.1.). Une mesure en transmission directe entre les deux sondes a également été réalisée pour constituer la référence. En effet, afin de caractériser les pertes générées par les relais NFC textiles uniquement, il est nécessaire de leurs soustraire les pertes issues du couplage magnétique entre les deux sondes. Les paramètres S_{21} des relais sans soudure à deux antennes, selon la longueur de leurs ouverture L_{co} (en mm), en fonction de la fréquence sont montrés par la **Figure 4.2.4-1**.

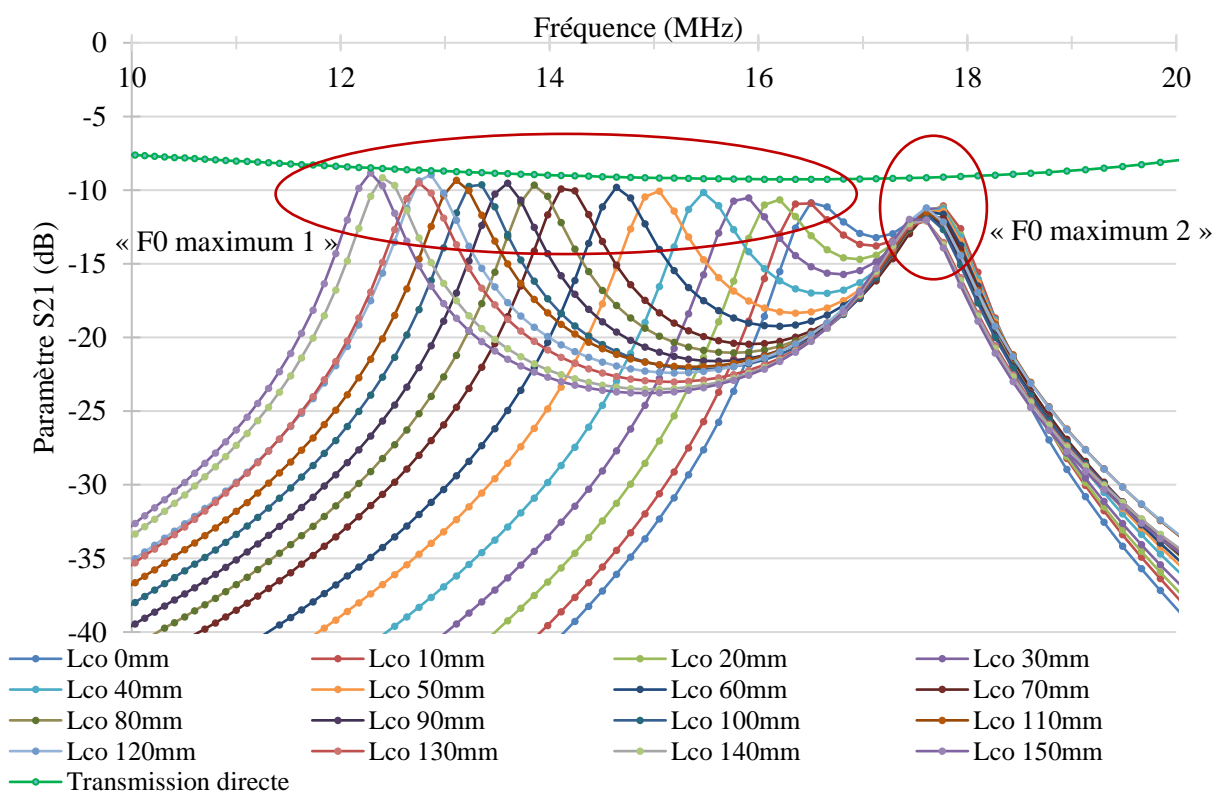


Figure 4.2.4-1. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à deux antennes sans soudure, selon la longueur d'ouverture, en fonction de la fréquence

Le relais NFC textiles à deux antennes montre deux maximums d'intensité de paramètre S_{21} , représentant deux fréquences de résonance. Le premier (« F0 maximum 1 » dans la section précédente)

dépend de la longueur d'ouverture L_{co} et le deuxième (« F0 maximum 2 ») dépend de la fréquence de résonance des antennes qui le compose, dans le cas où elles sont toutes identiques. Enfin la courbe verte au-dessus des autres courbes représente la mesure de référence du paramètre S_{21} de la transmission directe entre les deux sondes.

Les pertes engendrées par la structure à 17,6 MHz (« F0 maximum 2 ») sont stables malgré les différentes longueurs d'ouverture L_{co} et sont d'environ 2,6 dB. En revanche, l'intensité des maximums dépendants de cette longueur ont tendance à diminuer avec l'augmentation de la longueur d'ouverture, comme le montre la **Figure 4.2.4-2**. Cela peut s'expliquer par le phénomène de l'effet de peau à ces fréquences, qui a moins d'influence sur les prototypes possédants une grande longueur d'ouverture car leurs fréquences de résonance sont plus faibles.

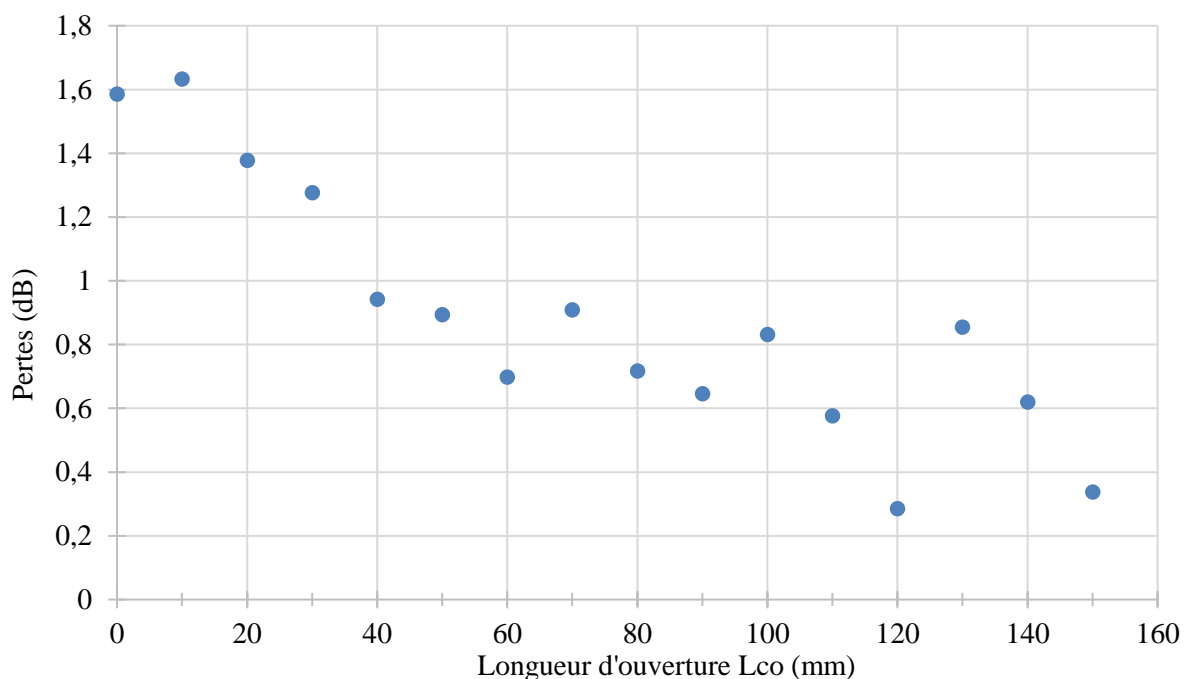


Figure 4.2.4-2. Pertes engendrées par le relais NFC textile à deux antennes sans soudure en fonction de la longueur d'ouverture L_{co} (en mm) à la première résonance (« F0 maximum 1 »)

4.2.4.1.2 Cartographie du champ électromagnétique induit (Scanphone)

Les cartographies des champs électromagnétiques induits par les relais NFC textiles à deux antennes ont été réalisées selon le protocole expliqué en section 2.4.9. En raison du nombre important d'images en réalité augmentée (une par longueur d'ouverture L_{co}) et des émissions de champ magnétique similaires de l'ensemble des prototypes, seules les cartographies des relais avec une longueur d'ouverture de 30 mm et de 90 mm sont montrées par la **Figure 4.2.4-4**. Aussi, les surfaces 3D de la tension induite par le champ (en dBV) en fonction de leurs positions ((x,y) en cm) de ces prototypes sont présentées **Figure 4.2.4-4**.

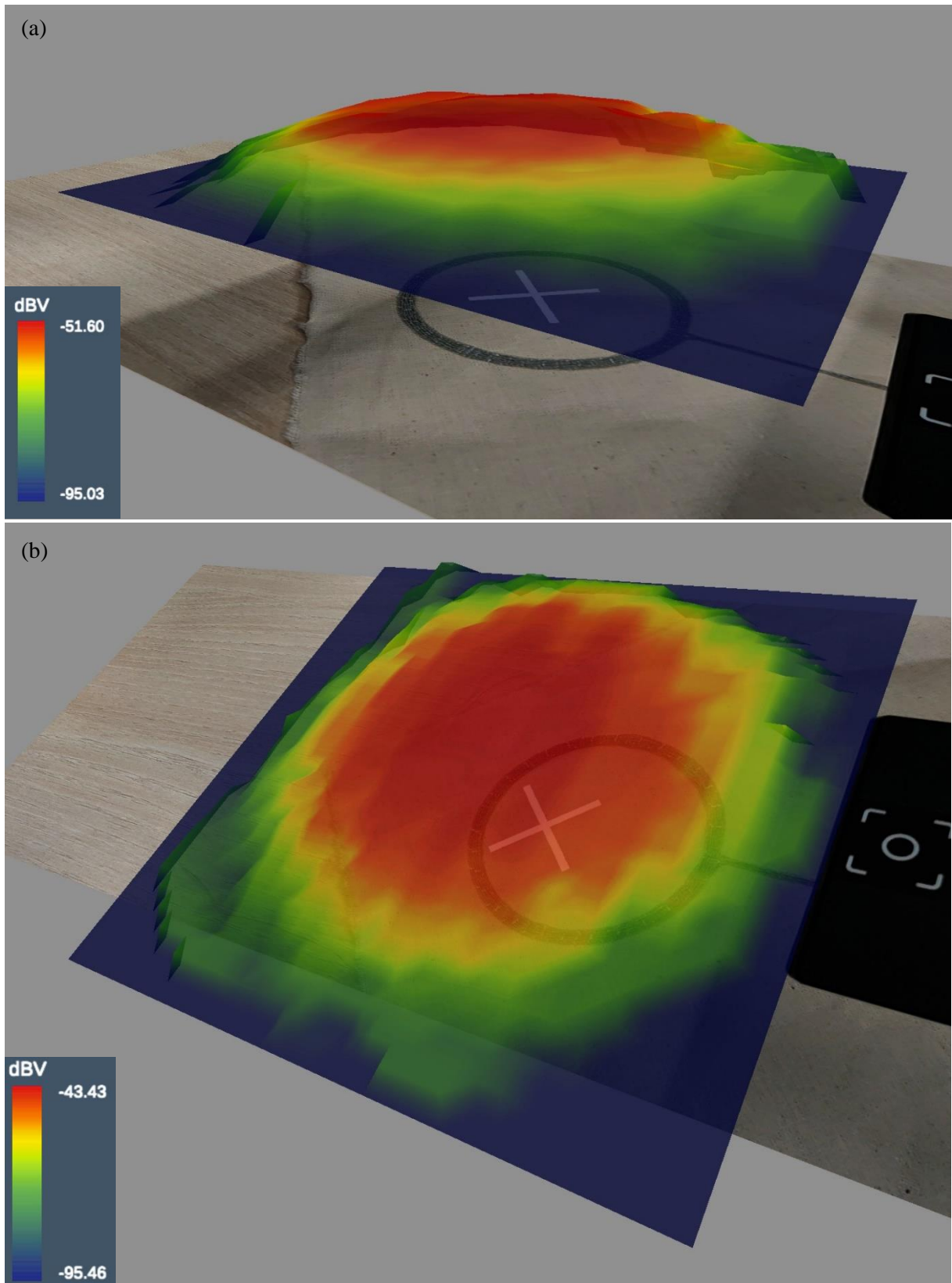


Figure 4.2.4-3. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textiles sans soudure, à deux antennes et avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm

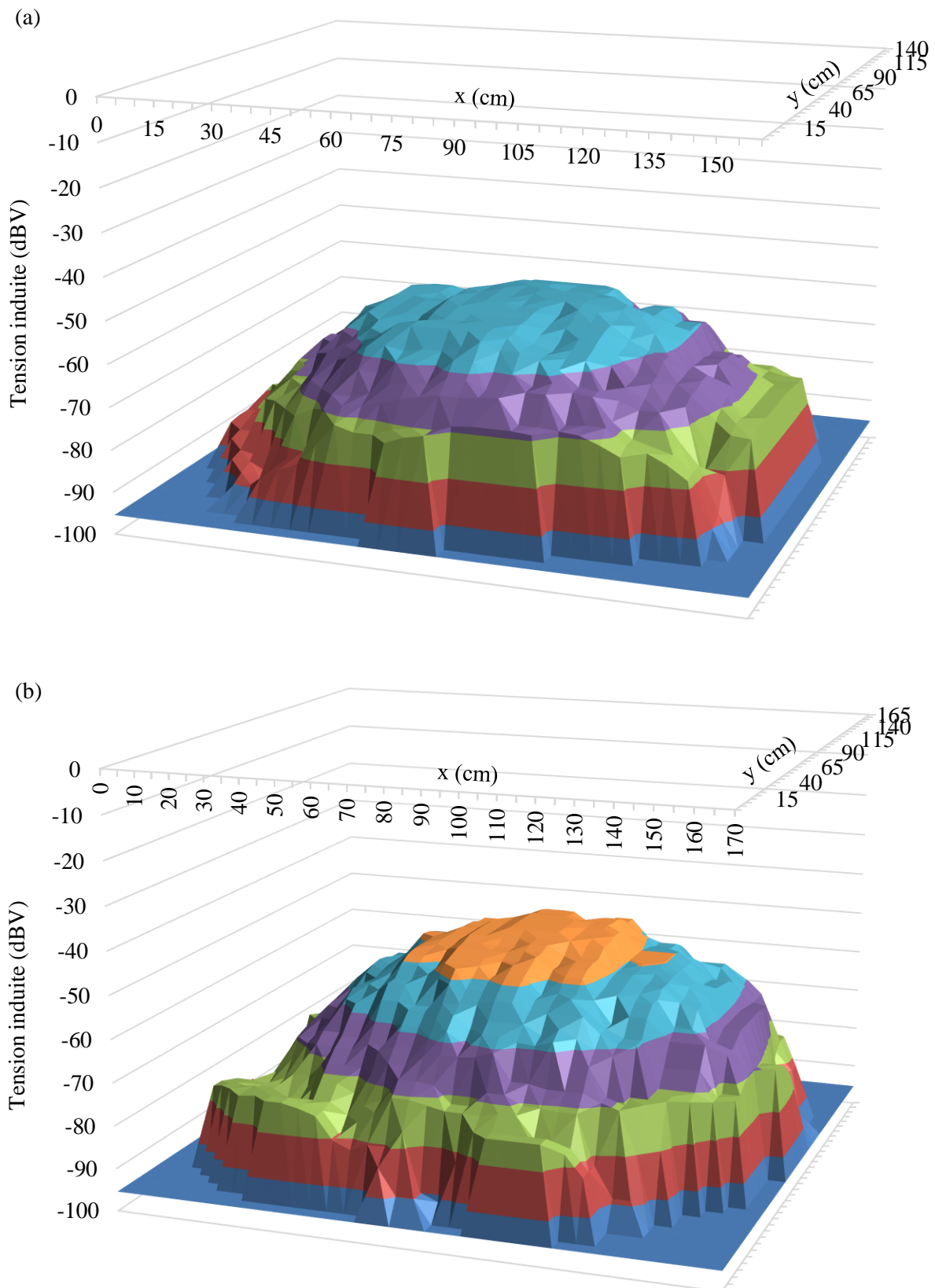


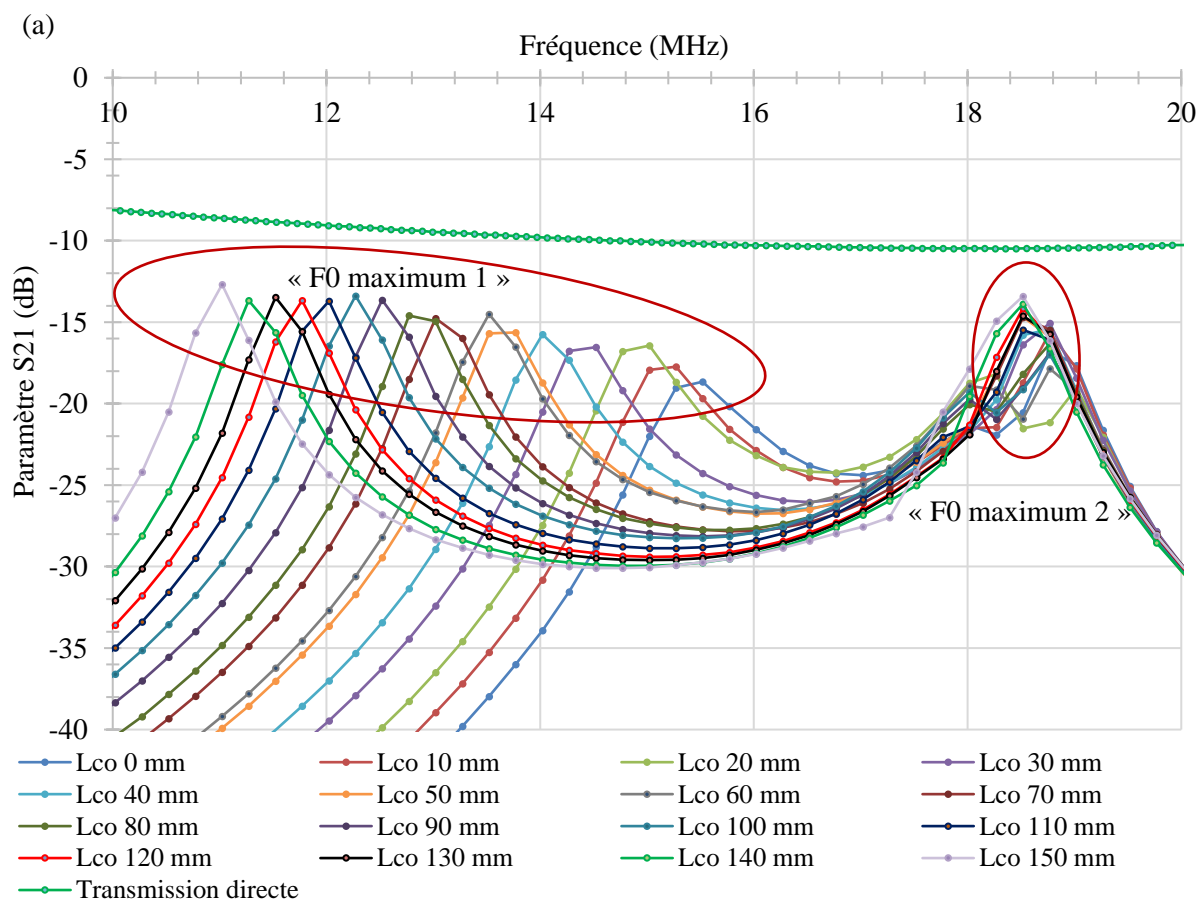
Figure 4.2.4-4. Surface 3D de la tension induite par le champ électromagnétique (en dBV) émis par les relais NFC textiles à deux antennes sans soudure avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm, à 2 cm de la structure textile

Ces résultats mettent en évidence la zone d'émission restreinte au-dessus des bobines circulaires planes des relais NFC textiles.

4.2.4.2 Relais NFC textiles à trois antennes sans soudure

4.2.4.2.1 Facteur de transmission S_{21}

Dans le cas des relais NFC textiles à trois antennes sans soudure, deux mesures distinctes ont été effectuées, selon le protocole décrit en section 2.4.7. En effet, la position relative des antennes entre elles peut jouer un rôle dans la transmission et/ou les émissions de la structure. La **Figure 4.2.4-5** présente les résultats de mesures du facteur de transmission S_{21} des relais ayant des longueurs d'ouverture L_{CO} (en mm) en fonction de la fréquence (en MHz).



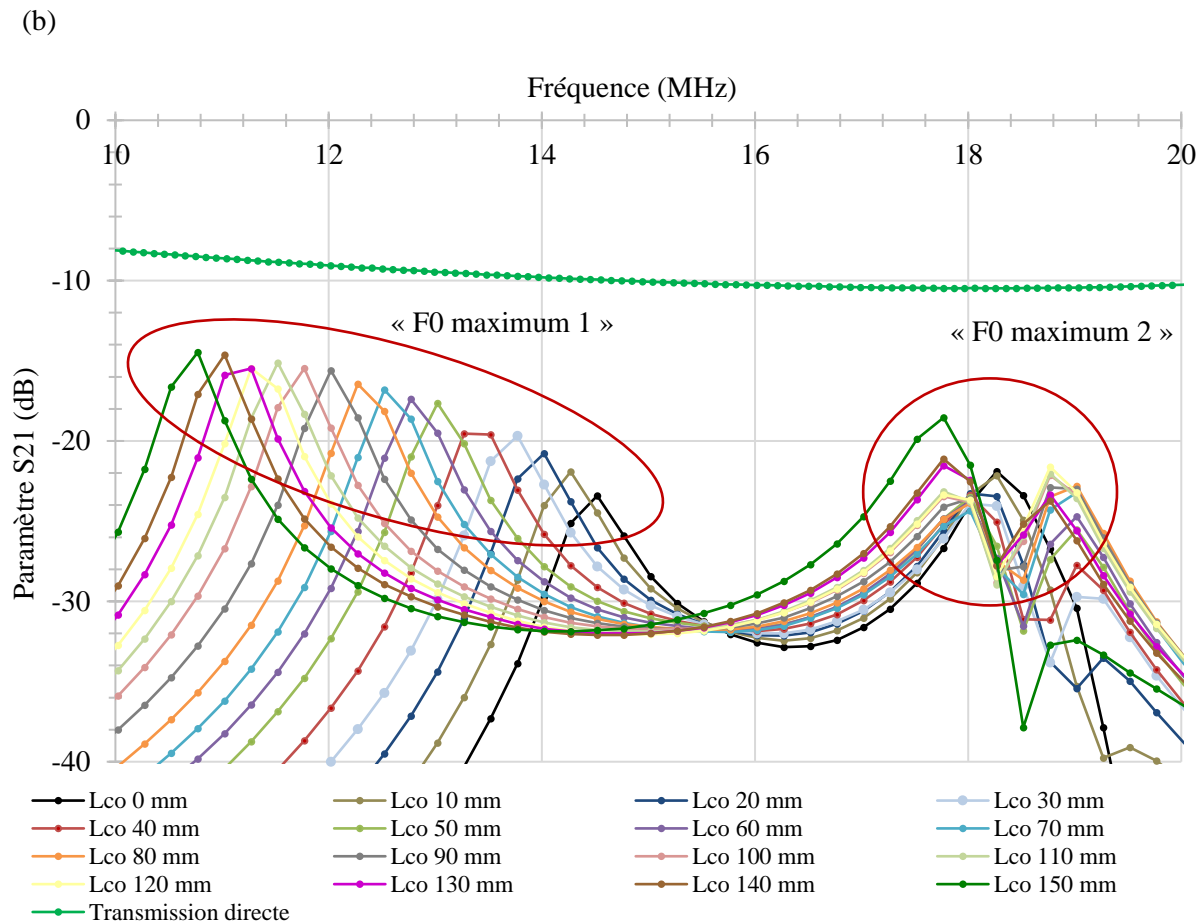


Figure 4.2.4-5. Evolution des coefficients de transmission S_{21} de la mesure de référence et des relais à trois antennes sans soudure, (a) des antennes 1 vers 2 et (b) des antennes 1 vers 3, selon la longueur d'ouverture, en fonction de la fréquence

Les relais NFC textiles à trois antennes sans soudure présentent, comme les relais à deux antennes, deux fréquences de résonance. La fréquence du premier maximum (« F0 maximum 1 ») diminue avec la diminution de la longueur d'ouverture. Elle passe de 11,02 MHz pour une longueur de 150 mm à 15,52 MHz pour une longueur de 0 mm, dans le cas d'une mesure entre l'antenne 1 et 2. Dans le cas d'une transmission entre l'antenne 1 et 3, la fréquence du maximum est de 10,77 MHz pour une longueur d'ouverture de 150 mm et de 14,52 MHz pour 0 mm. Cette diminution est entraînée par le rétrécissement de la longueur d'ouverture (cf. section 3.6.).

La deuxième fréquence de résonance (« F0 maximum 2 ») se trouve à 18,5 MHz pour le passage de l'antenne 1 à 2 et est comprise entre 18,5 et 19 MHz pour une transmission entre l'antenne 1 et 3. Ce maximum correspond à la fréquence de résonance des antennes composant le relais, dans le cas où elles sont identiques.

Enfin, les pertes engendrées par la structure en fonction de la longueur de l'ouverture L_{co} à la première résonance (« F0 maximum 1 ») sont présentées par la **Figure 4.2.4-6**.

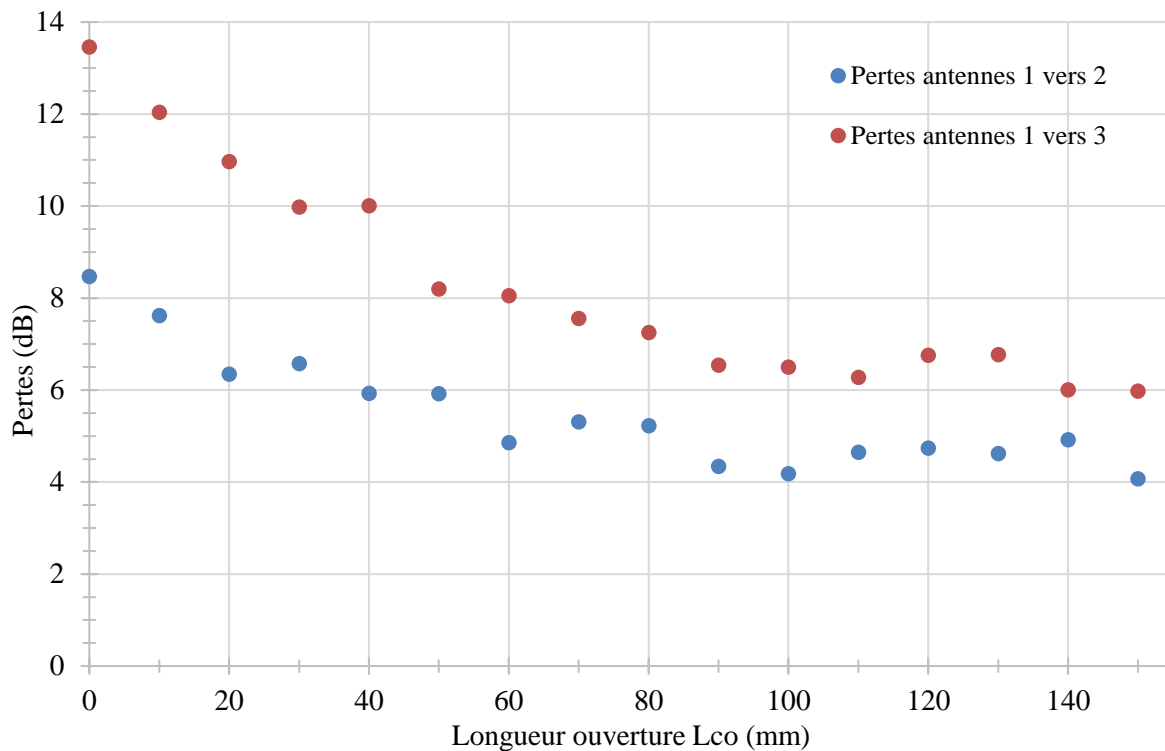


Figure 4.2.4-6. Pertes engendrées par le relais NFC textile à trois antennes sans soudure, des antennes 1 vers 2 et 1 vers 3, en fonction de la longueur d'ouverture L_{co} à la fréquence de résonance « F0 maximum 1 »

Ces courbes montrent que les pertes engendrées par les relais NFC textiles à trois antennes sans soudure diminuent avec l'augmentation de la longueur d'ouverture. Comme pour les relais NFC textiles à deux antennes sans soudure, cette évolution peut s'expliquer par le phénomène d'effet de peau.

Dans le cas d'une transmission entre les antennes 1 et 2, les pertes à la résonance entraînées par le relais avec une longueur d'ouverture de 0 mm sont de 8,47 dB et de 4,07 dB pour le relais ayant une longueur d'ouverture de 150 mm.

Pour une transmission des antennes 1 vers 3, les pertes à la résonance sont de 13,46 dB pour le relais avec une longueur d'ouverture de 0 mm et de 5,98 dB pour le relais à 150 mm.

Les deux configurations (1→2 et 1→3) présentent des évolutions similaires, mais la transmission de l'antenne 1 à 2 entraîne des pertes supérieures à la transmission des antennes 1 vers 3. Cette différence peut s'expliquer par la position des bobines les unes par rapport aux autres. En effet, les antennes 1 et 2 sont plus proches que les antennes 2 et 3, ceci peut entraîner une inductance mutuelle plus forte.

4.2.4.2.2 Cartographie du champ électromagnétique émis par les relais NFC textiles à trois antennes sans soudure

De manière analogue aux relais NFC textiles à deux antennes, des cartographies en réalité augmentée des émissions de champ électromagnétiques, lorsque les structures sont alimentées par induction magnétique et leurs surfaces 3D correspondantes, sont présentées en **Figure 4.2.4-7** et **Figure 4.2.4-8**,

respectivement. La sonde de l'appareil de mesure se déplace dans un plan parallèle à celui des antennes composant le relais, à 2cm de hauteur.

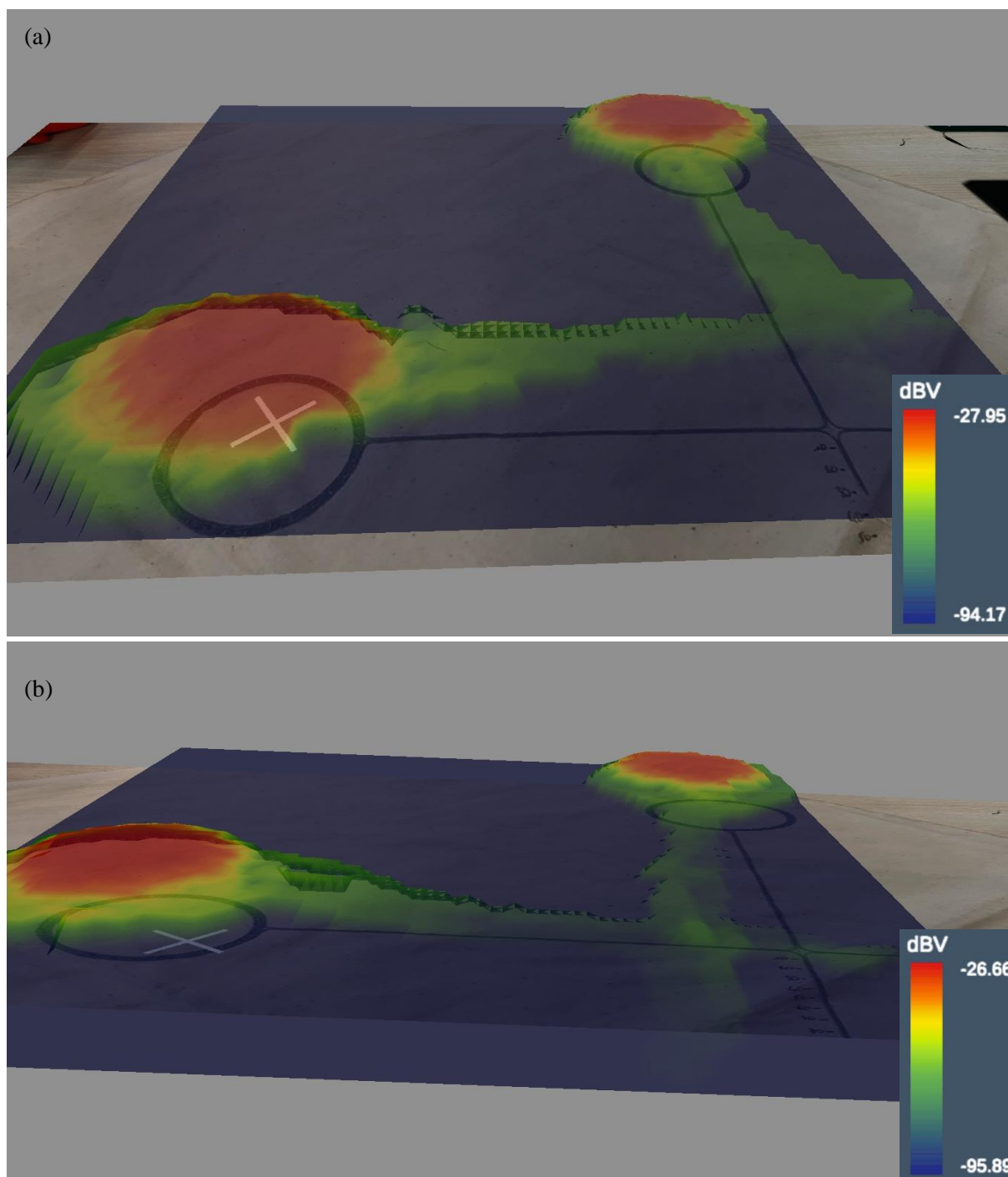


Figure 4.2.4-7. Cartographie en réalité augmentée des émissions électromagnétiques des relais NFC textile à trois antennes, sans soudure, avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm

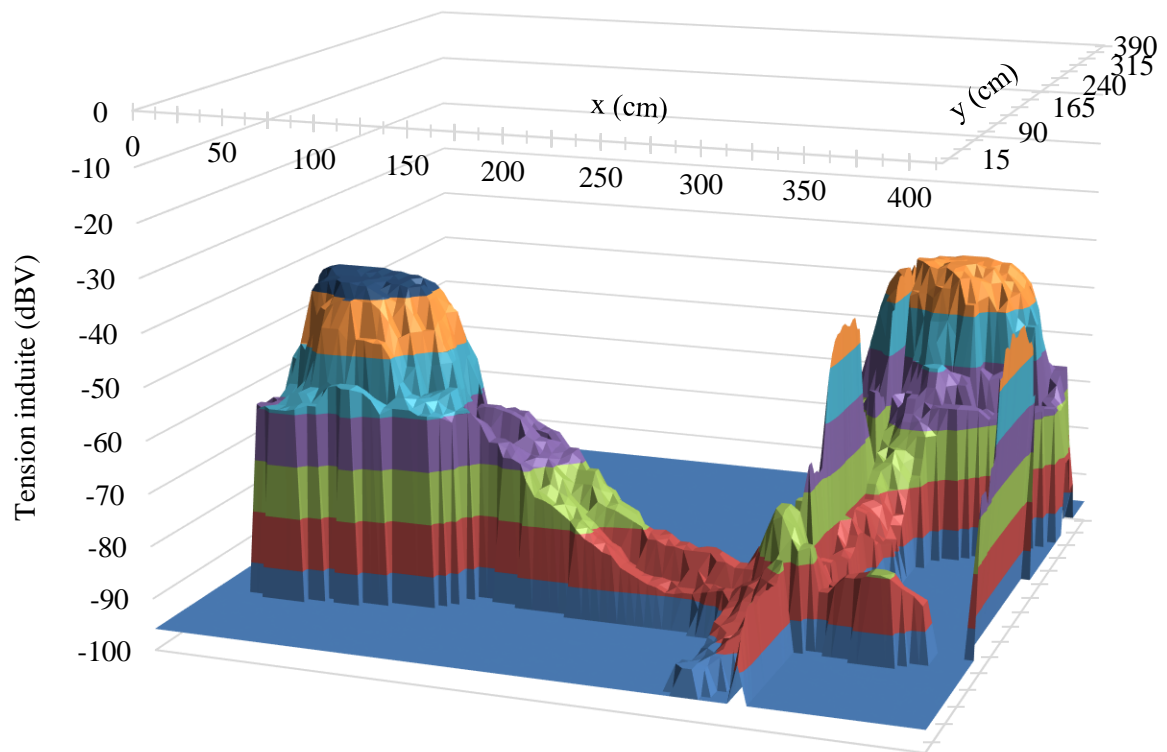
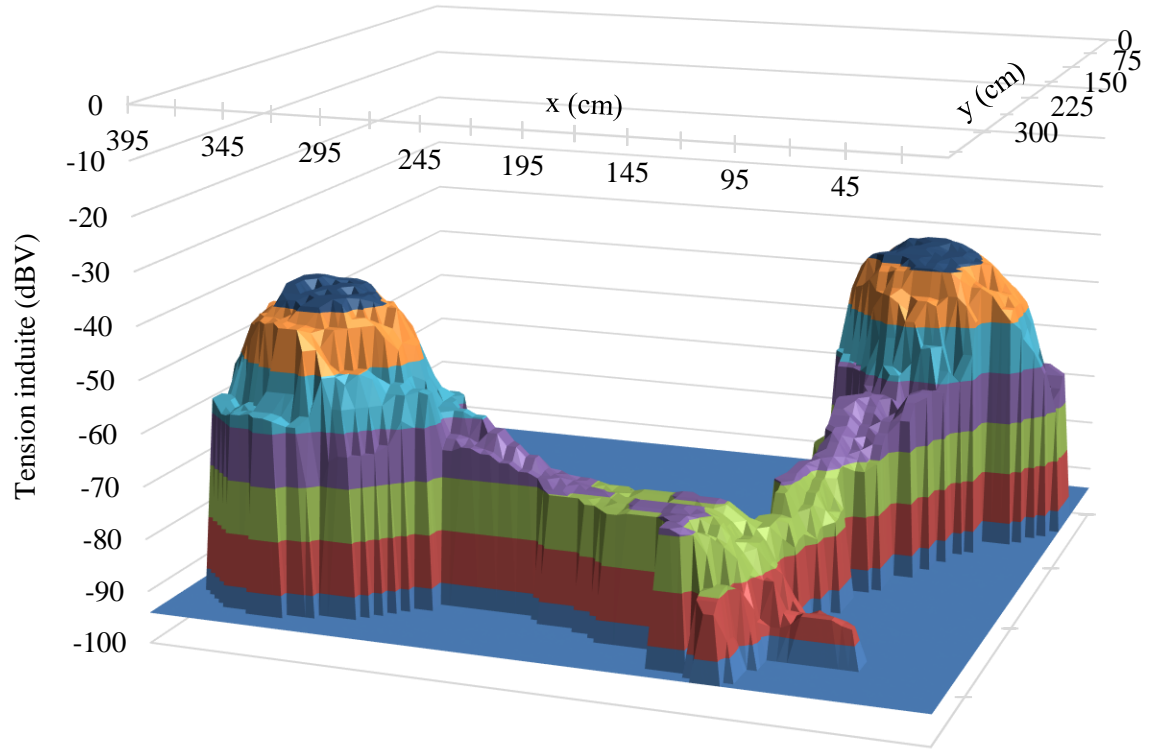


Figure 4.2.4-8. Représentation 3D de l'amplitude, exprimée en dBV, de la tension reçue sur les 50Ω de l'appareil de mesure détectant le champ magnétique créé par les relais NFC textiles à trois antennes sans soudure avec une longueur d'ouverture de (a) 30 mm et (b) 90 mm, à 2 cm de la structure textile

Les émissions de champ électromagnétique sont restreintes aux bobines circulaires planes, même si les lignes de transmission émettent également une faible intensité. Cela peut expliquer une partie des pertes engendrées par les structures. Aussi, l'ajout de la capacité d'ouverture ne semble pas impacter les émissions de la ligne de transmission.

4.3 Conclusion

Les relais NFC textiles conçus et étudiés dans ce chapitre sont dans la continuité des antennes NFC textiles présentées dans le chapitre 3. Par conséquent, ils sont également considérés comme des circuits RLC et ont un comportement analogue à ces antennes. Cependant, leurs circuits électriques sont plus complexes et il convient d'analyser à nouveau leurs impédances. Les prototypes réalisés sont composés de deux à trois antennes NFC textiles à 6 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre les spires, d'une ligne de transmission de 200 mm et en circuit fermé ou ouvert, comme décrit dans la section 2.3.2.5. et 2.3.2.6. respectivement. Ces structures ont pour vocation d'être utilisées en tant que « rallonges » électromagnétiques, ayant pour but de capter un champ électromagnétique à 13,56 MHz par une antenne et de le réémettre par les autres, de manière déportée dans l'espace.

Les relais à induction magnétique ne comportent pas de contacts ohmiques ni en entrée, ni en sortie, ils sont sensés fonctionner en circuit fermé, ce qui a posé des problèmes pour les caractériser avec l'impédancemètre (comme pour des antennes seules, chapitre 3.). En effet, ce dernier nécessite l'ouverture du circuit pour ajouter un connecteur SMA le reliant à l'échantillon, ce qui modifie le circuit. C'est pourquoi le cas d'une utilisation normale (circuit fermé relié par soudure) et le cas d'une caractérisation (présence de l'impédancemètre connectée via SMA) ont été étudiés.

L'étude théorique de l'impédance de ces relais en fonctionnement normal montrent que leur fréquence de résonance est égale à la fréquence de résonance des antennes qui le composent, dans le cas où elles sont identiques, et ne dépend pas du nombre d'antennes, elle est donnée par $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. En revanche, dans le cas de la caractérisation par un impédancemètre, la fréquence de résonance donnée par l'expression $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+N.C_{SMA})}}$ est influencée par la présence de la capacité du connecteur SMA et du nombre d'antennes présentes dans la structure. Ces résultats ont également été confirmés par la simulation de ces structures par LTspice.

De manière expérimentale, les mesures des relais NFC textiles grâce à un impédancemètre montrent que leurs fréquences de résonance passent de 15,86 MHz pour une antenne, à 11,99 MHz pour un relais à deux antennes et à 9,83 MHz pour un relais à trois antennes, dans le cas où ils sont reliés à l'appareil avec un connecteur SMA. Ensuite, dans le cas d'un relais en circuit fermé par soudure, la fréquence de résonance des relais, caractérisée par un analyseur de réseau vectoriel, montre une légère augmentation de la fréquence de résonance lorsque le nombre d'antennes augmente. En effet, elle passe de 17,83 MHz pour un relais à deux antennes à 18,84 MHz pour un relais à trois antennes. Aussi, la caractérisation au VNA a permis de mesurer le facteur de transmission S_{21} afin d'évaluer les pertes engendrées par ces structures. Le relais à deux antennes avec soudure entraîne des pertes de 3,2 dB. Les relais à trois antennes avec soudure, quant à eux, accusent de pertes de 6,83 dB entre les antennes 1 et 2 et de 4,99 dB pour la transmission des antennes 1 vers 3. Ces pertes peuvent être considérées comme acceptables pour les applications visées car, dans le cas d'une alimentation en énergie par smartphone, la puissance susceptible d'être récupérée est de l'ordre de 60 mW. Enfin, la cartographie des relais NFC textiles avec

soudure a permis de mettre en évidence la localisation du champ électromagnétique au-dessus des bobines circulaires planes.

Un deuxième type de relais NFC textiles a également été étudié : les relais NFC textiles sans soudure qui présentent une ouverture, agissant comme une capacité, au milieu d'une de leurs lignes de courant. Ces dispositifs présentent le net avantage d'être utilisable directement en sortie de machine, car aucun post-traitement (soudure) n'est nécessaire à leur fonctionnement. L'étude théorique de leur impédance met en évidence l'existence d'une première fréquence de résonance égale à celle des antennes qui le composent, dans le cas où elles sont identiques, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, mais également la présence d'une deuxième résonance lorsque la valeur de la capacité d'ouverture est grande par rapport à la capacité d'une antenne. Ces résultats ont pu être vérifiés par des simulations numériques effectuées par le logiciel LTspice™.

Ensuite, des mesures expérimentales de ces relais NFC textiles sans soudure ont été réalisées afin d'évaluer leurs comportements. Les mesures à l'analyseur de réseau vectoriel montrent bien la présence de deux maximums de résonance, dont l'un est fixe correspondant à la fréquence de résonance d'une antenne seule, tandis que le second est dépendant de la valeur de la capacité d'ouverture. Comme dans l'étude théorique et les simulations, cette deuxième fréquence de résonance diminue lorsque la valeur de $C_{ouverture}$ se rapproche de zéro. Dans le cas d'un relais à deux antennes les pertes engendrées par la structure sont de 2,6 dB à la résonance et au maximum de 1,63 dB pour le deuxième. Pour les relais à trois antennes les pertes à la résonance sont comprises entre 8,47 dB et 4,07 dB entre les antennes 1 et 2 et sont comprises entre 13,46 dB et 5,98 dB entre les antennes 1 et 3. De plus, les pertes engendrées par les structures à cette fréquence de résonance diminuent avec l'augmentation de la valeur de la capacité d'ouverture. Enfin, les cartographies réalisées à l'aide du Scanphone® montrent une répartition similaire aux relais avec soudure. Aussi, l'ouverture au sein de la structure n'entraîne pas d'émissions de champs électromagnétiques supplémentaires.

Finalement, ces dispositifs NFC textiles peuvent être utilisés pour transmettre énergie et données à des fréquences proches de 13,56 MHz, même si des optimisations en fréquence peuvent être envisagées. En effet, des preuves de concept ont pu être réalisées afin de le démontrer. Une application potentielle de ces structures est le transfert d'énergie et de données avec un réseau de capteurs textiles autour du corps humain. Aussi, le développement d'une structure utilisable directement en sortie de machine constitue un argument solide quant à la faisabilité industrielle de ces relais.

Conclusion générale

Les travaux exposés dans ce manuscrit de thèse s'inscrivent dans le cadre du projet ANR CONTEXT et ont été effectués au sein du laboratoire GEMTEX (GENie et Matériaux TEXTiles) de l'ENSAIT (Ecole Nationale Supérieure des Arts et Industries Textiles) et de la plateforme de caractérisation électromagnétique (CEM), sous tutelle de l'Université de Lille et de l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN). Ce projet a été financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR-17-CE24-0013-02) et a été conduit par trois laboratoires publics (GEMTEX, IEMN et LEAT) auxquels s'ajoute une participation de la Direction Générale de l'Armement (DGA). Son objectif principal était de développer des textiles connectés pour la communication autour du corps humain. Le projet est articulé autour de deux axes de recherche. Le premier axe concerne le développement de textiles guides d'ondes de surface, pouvant transmettre des signaux électromagnétiques à 2,4 GHz autour du corps humain. Le deuxième axe de recherche, l'objet de cette thèse de doctorat, consistait à développer des systèmes de communication en champs proches (NFC) avec des matériaux textiles, afin de transmettre principalement l'énergie et potentiellement des données, autour du corps humain. L'objectif était donc de développer des systèmes textiles de communication sans fil fonctionnant à 13,56 MHz. Ces structures ont été développées en réalisant des associations particulières de conducteurs et de diélectriques textiles, afin de créer des métamatériaux possédant des propriétés électromagnétiques adéquates. Le laboratoire GEMTEX de l'ENSAIT a aussi pu contribuer à cette partie, en réalisant l'ensemble des prototypes de guide d'onde de surface textile, conçus par l'IEMN et le LEAT.

Les antennes sont des circuits électriques particuliers, pouvant être modélisés par des circuits RLC, composés d'au moins une résistance, une inductance et une capacité. Le premier objectif, décrit dans le Chapitre 3, a donc été de réaliser ces modules électroniques en utilisant uniquement des matériaux et procédés textiles. Premièrement, les éléments résistifs ont une importance particulière, car les fils textiles conducteurs disponibles sur le marché présentent tous une résistance linéique ($\Omega.m^{-1}$) élevée, comparativement aux conducteurs classiques indispensables à la réalisation d'antennes. Ainsi, trois fils textiles conducteurs de nature différente, disponibles sur le marché, ont été caractérisés : Le fil Silvertex[®] dont la résistance linéique $R_{silvertex} = 495 \Omega.m^{-1}$, le fil Shieldex[®] avec $R_{shieldex} = 291 \Omega.m^{-1}$ et le fil Datatrans[®] avec $R_{datatrans} = 4,4 \Omega.m^{-1}$. Dans le but de minimiser la résistance des circuits, une superposition de trois fils Datatrans[®] brodés sur un substrat textile, a été choisie pour réaliser de manière optimale les lignes de courant conduisant à une résistance linéique de $1,6 \Omega.m^{-1}$. Après plusieurs essais l'effet inductif a été assuré par un motif de broderie en spirale circulaire plane de 6 ou 12 spires et de 40 mm de rayon extérieur apportant une inductance de l'ordre de 6,22 μH et 17,3 μH , respectivement. L'effet capacitif, quant à lui, est créé par la faible distance entre les lignes de courant et par l'utilisation de plusieurs fils. En effet, comme les filaments de cuivre présents dans les fils Datatrans[®] sont protégés par un diélectrique, l'accumulation de ces fils apporte une capacité de l'ordre de 10 pF, dépendante de la longueur des lignes de courant et de l'écartement entre elles. Ainsi, la combinaison de ces trois modules électroniques textiles doit être prise en compte lors de la réalisation de circuits RLC textiles pouvant former à la fois des antennes NFC, susceptibles d'être utilisées avec un lecteur, avec un transpondeur ou pour constituer des relais électromagnétiques. Ces

derniers peuvent fonctionner en circuit fermé, avec les extrémités soudées, ou en remplaçant cette soudure par une capacité constituée de deux lignes de courant parallèles proches l'une de l'autre.

Ces structures ont d'abord été étudiées de manière théorique afin de comprendre et d'anticiper leurs comportements électriques lors du passage d'un courant alternatif. Il a été choisi de viser un fonctionnement à la résonance du couplage inductif, afin d'obtenir le transfert d'un maximum de puissance. Le calcul de l'impédance des antennes NFC textiles a permis de mettre en évidence leurs fréquences de résonance régies par l'équation classique pour les circuits RLC : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. En revanche, les relais électromagnétiques en circuit fermé, possèdent une structure plus complexe. Ils ont dû être étudiés selon deux approches. La première consiste à réaliser un circuit fermé dont la fréquence de résonance est identique à celle des antennes qui le composent, dans le cas où elles sont identiques, soit $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. La deuxième approche consiste à réaliser un circuit dont une des lignes de courant est remplacée par une capacité. Cette fois, la fréquence de résonance de la structure dépend aussi du nombre d'antennes dans le relais et de la valeur de cette capacité, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+N.C_{ouverture})}}$. De manière analogue, l'étude de l'impédance des relais NFC textile sans soudure a permis de mettre en évidence la présence de deux maximums de résonance. Le premier se situe à la fréquence de résonance d'une antenne seule et le deuxième est dépendant de la valeur de la capacité d'ouverture. Enfin, ces équations ont pu être confirmées grâce à des calculs réalisés à l'aide de logiciels de simulation numérique.

Ces structures ont ensuite été prototypées en utilisant une brodeuse industrielle ZSK, puis caractérisées à l'aide d'un impédancemètre et d'un analyseur de réseaux vectoriels. Une première antenne, composée de 12 spires, de 40 mm de rayon extérieur et de 0,75 mm d'écartement entre les spires, a été réalisée. Sa fréquence de résonance est de 13,83 MHz et son facteur de qualité de 55, en prenant en compte l'effet du connecteur SMA. Une deuxième antenne, composée de 6 spires, de 40 mm de rayon extérieur, de 0,75 mm d'écartement entre les spires et d'une ligne de transmission de 200 mm, a aussi été réalisée avec la fréquence de résonance de 15,85 MHz et un facteur de qualité de 45, en prenant en compte l'effet du connecteur SMA. Les résultats obtenus avec ces antennes répondent à l'un des principaux objectifs de cette étude, à savoir le développement d'antennes textiles fonctionnant dans une bande proche de la fréquence du protocole NFC (13,56 MHz). Ces antennes sont utilisables pour la communication en champ proche, même si leurs propriétés, notamment en fréquence et en gain, doivent être optimisées.

De manière analogue, des relais électromagnétiques ont été produits en assemblant plusieurs antennes NFC textiles à 6 spires, de 40 mm de rayons extérieurs, de 0,75 mm d'écartement entre les spires et d'une ligne de transmission de 200 mm (jusqu'à 3 antennes). La particularité des relais réside dans le fait qu'ils ne comportent aucune entrée/sortie à contact ohmique puisqu'ils sont utilisés en couplage inductif. Par conséquent, contrairement aux antennes étudiées précédemment, ils ne comportent aucun connecteur de type SMA et la fréquence de résonance de ces antennes s'en trouve modifiée. Les circuits des relais NFC textiles à deux antennes en circuit fermé, présentent une fréquence de résonance comprise entre 17,97 MHz et 19,147 MHz, et engendrent des pertes de 3,2 dB, soit une puissance de signal transmis divisée par 2. Les relais NFC textiles à trois antennes, en circuit fermé, possèdent une fréquence de résonance de 19,14 MHz et entraînent des pertes de 6,83 et 4,99 dB entre les antennes 1 et 2 et les antennes 1 et 3, respectivement. A la résonance, les éléments inductifs de la structure s'annulent et la puissance injectée par induction se dissipe dans les éléments résistifs des 3

boucles. La puissance disponible au niveau de chacune de ces boucles vaut donc $1/3$ de la puissance injectée, ce qui équivaut à une atténuation de $10 \cdot \log(1/3)$ soit 4,77 dB. Ces structures textiles peuvent donc être utilisées pour transmettre un champ électromagnétique utilisant le protocole NFC, même si quelques optimisations sur les fréquences de résonance et en efficacité de transfert peuvent être envisagées. Il est à noter que ces relais ont été étudiés « à vide », c'est-à-dire sans que leurs antennes soient « chargées » par des antennes résonnantes posées sur les antennes relais (antennes du lecteur et du transpondeur). Toutes les mesures de transmission ont été réalisées avec des antennes non résonnantes qui perturbent très faiblement le comportement de ces antennes relais.

Les relais NFC textiles sans soudure possèdent une première résonance de 17,8 MHz lorsqu'ils sont composés de deux antennes et de 18,5 MHz avec une structure à trois antennes. Leur deuxième résonance passe de 16,5 MHz lorsque la longueur de la ligne de transmission est nulle, à 12,29 MHz lorsque la longueur des lignes de transmission est de 150 mm. De manière analogue, la deuxième fréquence de résonance passe de 15,52 à 11,02 MHz et de 14,52 à 10,77 MHz pour les structures composées de trois antennes, lorsque la transmission est effectuée des antennes 1 vers 2 et des antennes 1 vers 3, respectivement. Du point de vue des pertes, les dispositifs à deux antennes engendrent au minimum une réduction du signal transmis de 0,28 dB, ce qui en fait de très bons candidats pour la transmission d'énergie et de données. Dans le cas des relais sans soudure à trois antennes, les pertes minimales des structures atteignent 4,07 dB entre les antennes 1 et 2, et 5,98 entre les antennes 1 et 3. Finalement, avec une optimisation des fréquences de résonance à 13,56 MHz, ces structures peuvent également être utilisées pour transmettre de l'énergie et des données. De plus, elles présentent l'avantage de posséder une double fréquence de résonance qui, si bien étudiée amène un élargissement de la bande passante sans perte significative du facteur de qualité. Ces dispositifs sont moins sujets aux déformations potentielles des étoffes lors du porter. De plus, ces systèmes ont été conçus et réalisés par un procédé industriel et ne présentent aucun post-traitement. Ils sont donc utilisables directement en sortie de production réalisée par la brodeuse industrielle.

Aussi, les prototypes d'antennes NFC textiles ont subi des tests de résistance aux lavages. Les résultats montrent qu'en termes de fréquences de résonance et de facteurs de qualité, ils peuvent être lavés jusqu'à 10 fois avec un cycle commun (« express ») et jusqu'à 50 fois avec un cycle délicat (« soie »). Ces résultats sont donc très encourageants en vue d'une utilisation dans le domaine de l'habillement.

Les travaux menés au cours de cette thèse de doctorat ont permis de développer des systèmes de communication sans fil entièrement réalisés avec des matériaux et procédés textiles. Ils ont permis de créer des antennes 100% textiles capables de recevoir un signal autour de 13,56 MHz, afin de le transformer en courant, et inversement. Ils ont également servi à concevoir des relais pouvant transporter un signal électromagnétique le long d'une surface textile en limitant les pertes. Ces dispositifs peuvent trouver de nombreuses applications dans les textiles connectés, car ils ont pour vocation d'être utilisés pour transférer de l'énergie à partir d'une source d'alimentation centralisée, en supprimant toutes les connectiques. Les e-textiles deviendraient alors plus robustes et plus ergonomiques.

Cette étude apporte également de nouvelles perspectives concernant la communication et l'alimentation sans fil des e-textiles. Premièrement, les mesures d'efficacité des transferts énergétiques méritent d'être plus approfondies. En effet, à ce jour tous les prototypes d'antennes et relais NFC textiles

réalisés ne sont pas adaptés en impédance, ainsi leurs caractérisations en termes de puissance générée sont approximatives. De plus, dans le cas des antennes, une adaptation d'impédance avec le système (par exemple des capteurs) à alimenter est nécessaire, afin de transmettre de l'énergie en minimisant les pertes.

Ainsi, des nouveaux prototypes de vêtements connectés pourraient être développés, par exemple des tee-shirts intégrant des capteurs ECG (Electrocardiogramme) textiles alimentés sans fil par un smartphone grâce aux antennes NFC textiles (via induction électromagnétique). Cependant, la partie logiciel/application mobile (Android/iOS) reste à être développée afin d'optimiser les émissions du téléphone portable pour l'application visée.

Il serait aussi possible de découpler le transfert d'énergie et de données au sein d'un même prototype en utilisant le protocole NFC. Dans le cas d'un vêtement connecté, le transfert de données pourrait être assuré par un type d'antenne tandis que l'alimentation serait fournie par un autre.

Finalement, s'il devait y avoir des modifications dans l'approche initiale de la conception d'antennes NFC textiles, elles concerneraient la prise en compte de la capacité du connecteur SMA plus en amont.

Références

- [1] Guillén *et al.*, A Survey of Commercial Wearable Systems for Sport Application, in “Wearable Monitoring Systems, Springer, Boston, MA, 2011, https://doi-org.ressources-electroniques.univ-lille.fr/10.1007/978-1-4419-7384-9_8
- [2] Beecham Research, Wearable Technology Application Chart (2018), disponible à <https://www.beechamresearch.com/download/asp?id=36>
- [3] S. Mondal, Phase change materials for smart textiles – An overview, *Applied Thermal Engineering*, Vol. 28, Issues 11–12, Pages 1536-1550, (2008), DOI : <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2007.08.009>
- [4] M. Rubacha, Thermochromic cellulose fiber, *Polymer for Advanced Technologies*, 18, 323-328, (2007), DOI : 10.1002/pat.889
- [5] IPC standards, disponible à <https://www.ipc.org/ipc-standards>
- [6] J. Wu *et al.*, An introduction to wearable technology and smart textiles and apparel: Terminology, statistics, evolution and challenges, in “Smart and Functionnal Soft Materials”, Interchopen, Rijeka, 2019.
- [7] L. Rambašek, Textronics: definition, development and characterization of fibrous organic field effect transistors
- [8] J. Witt *et al.*, Medical Textiles With Embedded Fiber Optic Sensors for Monitoring for Respiratory movement, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 12, No 1, (2012), DOI: 10.1109/JSEN.2011.2158416
- [9] V. Tunakova *et al.*, Fashion cloting with electromagnetic radiation protection: aesthetic properties and performances, *Textile Research Journal*, Vol. 90 (21-22) 2504 – 2521, (2020), DOI: 10.1177/0040517520923047
- [10] V. Šafařová *et al.*, Multifunctional Metal Composite Textile Shields Against Electromagnetic Radiation - Effect of Various parameters on Electromagnetic Shielding Effectiveness, *Polymer Composite*, 323 (2017), DOI: 10.1002/pc.23588
- [11] M. Kozłowski *et al.*, Environment and situation monitoring for firefighter teams, *2014 IEEE 15th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI)*, pp. 439-442, (2014), DOI : 10.1109/CINTI.2014.7028715.
- [12] T. Finni *et al.*, Measurement of EMG activity with textile electrode embedded into clothing, *Physiol. Meas.* 28 1405, (2007), DOI:10.1088/0967-3334/28/11/007
- [13] G. Bartkowiak *et al.*, Construction of a garment for an integrated liquid cooling system, *Textile Research Journal*, Vol. 85(17) 1809–1816, (2015), DOI: 10.1177/0040517515576324
- [14] T. Khan *et al.*, Performance of a contact textile-based light diffuser for photodynamic therapy, *Photodiagnosis and Photodynamic Therapy*, 3, 51–60, (2006), [https://doi.org/10.1016/S1572-1000\(05\)00182-1](https://doi.org/10.1016/S1572-1000(05)00182-1)
- [15] J. Birringer *et al.*, The Sound of Movement Wearables: Performing "UKIYO", *MIT Press, Leonardo*, Vol. 46, No. 3, pp. 232-240, 211, (2013), www.jstor.org/stable/23468269
- [16] Q. Huang *et al.*, Printing Conductive Nanomaterials for Flexible and Stretchable Electronics: A Review of Materials, Processes, and Applications, *Adv. Mater. Technol.* 4, 1800546, (2019), DOI: 10.1002/admt.201800546
- [17] M. Singh *et al.*, Inkjet Printing – Process and its Applications, *Adv. Mater.* 22, 673–685, (2010), DOI: 10.1002/adma.200901141
- [18] A. Kumar *et al.*, A highly deformable conducting traces for printed antennas and interconnects: silver/fluoropolymer composite amalgamated by triethanolamine, *Flex. Print. Electron.* 2 045001, (2017), <https://doi.org/10.1088/2058-8585/aa8d38>
- [19] C. Lim *et al.*, Stretchable conductive nanocomposite based on alginate hydrogel and silver nanowires for wearable electronics, *APL Mater.* 7, 031502 (2019); DOI : 10.1063/1.5063657

- [20] P. Arsenov *et al.*, Optimizing Aerosol Jet Printing Process of Platinum Ink for High-Resolution Conductive Microstructures on Ceramic and Polymer Substrates, *Polymers*, 13, 918, 2021, <https://doi.org/10.3390/polym13060918>
- [21] B. A. Weise *et al.*, Pilot-scale fabrication and analysis of graphene-nanocomposite fibers, *Carbon*, 144, 351-361, (2019), <https://doi.org/10.1016/j.carbon.2018.12.042>
- [22] Y. Zhou *et al.*, Rapid fabrication of silver nanoparticle/polydopamine functionalized polyester fibers, *Textile Research Journal*, Vol. 89(19–20) 3968–3978, (2019), DOI: 10.1177/004051751982689
- [23] B. Podsiady *et al.*, Heterophase materials for fused filament fabrication of structural electronics, *J Mater Sci: Mater Electron* 30, 1236–1245 (2019). <https://doi-org.ressources-electroniques.univ-lille.fr/10.1007/s10854-018-0391-4>
- [24] A. Stöhr *et al.*, Thermal Textile Pixels: The characterisation of Temporal and Spatial Thermal Development, *Materials*, 12, 3747, (2019), DOI: 10.3390/ma12223747
- [25] Fils “Silvertech”, commercialisé par AMANN, disponible en ligne :
- [26] Fils “Shieldex”, commercialise par STATEX, disponible en ligne :
- [27] M. A. Cruz *et al.*, Multigram Synthesis of Cu-Ag Core–Shell Nanowires Enables the Production of a Highly Conductive Polymer Filament for 3D Printing Electronics, *Part. Part. Syst. Charact.*, 35, 1700385, (2018), DOI: 10.1002/ppsc.201700385
- [28] E. Ismar *et al.*, Towards Embroidered Circuit Board From Conductive Yarns for E-Textiles, *IEEE Access*, Vol. 8, (2020), DOI : 10.1109/ACCESS.2020.3018759
- [29] L. Xu *et al.*, Deformation-Resilient Embroidered Near Field Communication Antenna and Energy Harvesters for Wearable Applications, *Advanced Intelligent System*, 1900056, (2019), DOI : 10.1002/aisy.201900056
- [30] H. Qu *et al.*, Conductive polymer yarns for electronic textiles, dans “Electronic Textiles - Smart Fabrics and Wearable Technology”, Tiak Dias, Woodhead Publishing, 2015, Pages 21-53, ISBN 9780081002018, <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-100201-8.00003-5>.
- [31] Jerkovic *et al.*, New Textile Sensors for In Situ Structural Health Monitoring of Textile Reinforced Thermoplastic Composites Based on the Conductive Poly(3,4-ethylenedioxythiophene)-poly(styrenesulfonate) Polymer Complex, *Sensors*, 17, 2297, (2017), DOI : 10.3390/s17102297
- [32] G. E. H. Reuter *et al.*, Theory of the Anomalous Skin Effect in Metals, *Nature*, 161, 394–395 (1948), <https://doi-org.ressources-electroniques.univ-lille.fr/10.1038/161394a0>
- [33] R. P. Wojda *et al.*, Winding Resistance and Power Loss for Inductors With Litz and Solid-Round Wires, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 54, No. 4, pp. 3548-3557, (2018), doi: 10.1109/TIA.2018.2821647
- [34] A. R. Köhler *et al.*, Prospective Impacts of Electronic Textiles on Recycling and Disposal, *Journal of Industrial Ecology*, Vol. 15, No. 4, (2011), DOI : 0.1111/j.1530-9290.2011.00358.x
- [35] ANSES, Effets Sanitaires éventuels lié aux valeurs élevées de débit d’absorption spécifique de téléphones mobiles portés près du corps, Rapport d’expertise collective, Juillet 2019, <https://www.anses.fr/fr/content/avis-et-rapport-de-lanses-relatif-aux-effets-sanitaires-%C3%A9ventuels-li%C3%A9s-aux-valeurs-%C3%A9lev%C3%A9es>
- [36] ANSES, Compatibilité électromagnétique des dispositifs médicaux exposés à des sources radiofréquence, Rapport d’expertise collective, Avril 2016, <https://www.anses.fr/fr/system/files/AP2011SA0211Ra.pdf>
- [37] DIRECTIVE 2014/53/UE DU PARLEMENT EUROPÉEN ET DU CONSEIL relative à l'harmonisation des législations des États membres concernant la mise à disposition sur le marché d'équipements radioélectriques et abrogeant la directive 1999/5/CE, Directive 2014-53-UE.pdf
- [38] Recommandation du Conseil n° 1999/519/CE du 12/07/99 relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétique (de 0 Hz à 300 GHz), Recommandation 1999-519-CE.pdf
- [39] EN 50357_2002.pdf

- [40] EN 50371_2002.pdf
- [41] ANFR, Surveillance du marché des équipements radioélectriques, Directive RED, ANFR-brochure-directive-RED.pdf
- [42] E. Simon *et al.*, Novel approach for integrating electronics into textiles at room temperature using a force-fit interconnection, *18th European Microelectronics & Packaging Conference*, Brighton, 2011, pp. 1-7.
- [43] F. Amirano *et al.*, Design and Validation of an E-Textile-Based Wearable Sock for Remote Gait and Postural Assessment, *Sensors*, 20, 6691, (2020), DOI : 10.3390/s20226691
- [44] I. Locher *et al.*, Fundamental Building Blocks for Circuits on Textiles, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, VOL. 30, NO. 3, (2007), DOI : 10.1109/TADVP.2007.898636
- [45] T. Linz *et al.*, Contacting electronics to fabric circuits with nonconductive adhesive bonding, *The Journal of The Textile Institute*, 103, 1139-1150, (2012), DOI : 10.1080/00405000.2012.664867
- [46] L. Buechley *et al.*, Fabric PCBs, electronic sequins, and socket buttons: techniques for e-textile craft, *Personal and Ubiquitous Computing*, 13, 133-150, (2009), DOI : 10.1007/s00779-007-0181-0
- [47] T. Linz *et al.*, Embroidering Electrical Interconnects with Conductive Yarn for The Integration of Flexible Electronic Modules into Fabric, *9th IEEE International Symposium on Wearable Computers (ISWC'05)*, Osaka, 2005, pp. 86-89, DOI : 10.1109/ISWC.2005.19
- [48] T. Imura *et al.*, Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling, *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 199, No. 2, (2017) <https://doi-org.ressources-electroniques.univ-lille.fr/10.1002/ej.22953>
- [49] M. Urbano, RLC circuit part 1: Voltage Analysis in Circuits Containing Resistors, Capacitors, and Inductors in Series, dans “Introductory Electrical Engineering with Math Explained in Accessible Language”, pp. 377-425, *John Wiley & Sons*, (2019), DOI : <https://doi.org/10.1002/9781119580164.ch27>
- [50] M. Urbano, Impedance and Phase: Circuit analysis, dans “Introductory Electrical Engineering with Math Explained in Accessible Language”, pp. 165-180, *John Wiley & Sons*, (2019), DOI : <https://doi.org/10.1002/9781119580164.ch17>
- [51] C. K. M. Lee *et al.*, Design and development of logistics workflow systems for demand management with RFID, *Expert Systems with Applications*, 38, 5428-5437, (2011), <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2010.10.012>
- [52] K. Finkenzeller, Frequency Ranges and Radio Licensing Regulations dans “RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and near-Field Communication, Third Edition”, pp 155-178, *John Wiley & Sons*, (2010), DOI : <https://doi.org/10.1002/9780470665121.ch5>
- [53] K. Finkenzeller, Coding and Modulation dans “RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and near-Field Communication, Third Edition”, pp 179-188, *John Wiley & Sons*, (2010), DOI : <https://doi.org/10.1002/9780470665121.ch6>
- [54] K. Mondal *et al.*, Dual band compact monopole antenna for ISM 2.4/5.8 frequency bands with bluetooth, Wi-Fi, and mobile applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 59, No. 5, (2017), DOI 10.1002/mop
- [55] Y. Mao *et al.*, Compact dual-band monopole antenna with defected ground plane for Internet of things, *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 12, Iss. 8, pp. 1332-1338, (2018), DOI : 0.1049/iet-map.2017.0860
- [56] V. Coskun *et al.*, The Survey on Near Field Communication, *Sensors*, 15, 13348-13405, (2015), DOI : 10.3390/s150613348
- [57] D. Sethia *et al.*, NFC based secure mobile healthcare system, *IEEE Sixth International Conference on Communication Systems and Networks (COMSNETS)*, Bangalore, India, pp 1-6, (2014)
- [58] J. Morak *et al.*, Near field communication technology as the key for data acquisition in clinical research, *IEEE First International Workshop on Near Field Communication (NFC'09)*, Hagenberg, Austria, pp. 15–19, (2009)
- [59] N. Ya'acob *et al.*, RFID (NFC) Application Employment on Inventory Tracking System, *IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, Kota Kinabalu, Malaysia, (2014), DOI : 10.1109/ISWTA.2014.6981182.

- [60] G. Wei-Han Tan *et al.*, NFC mobile credit card: The next frontier of mobile payment?, *Telematics and Informatics*, Vol. 31, Is. 2, pp 292-307, (2014), <https://doi.org/10.1016/j.tele.2013.06.002>
- [61] Google Wallet, disponible en ligne: <https://www.google.com/wallet/>
- [62] Apple Pay, disponible en ligne : <https://www.apple.com/apple-pay/>
- [63] Y. Masuda *et al.*, Body Sensor Networks Powered by an NFC-coupled Smartphone in the Pocket, *40th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, SaBT5, Honolulu, USA, pp. 5394-5397, (2018), DOI : 10.1109/EMBC.2018.8513567.
- [64] R. Shadid *et al.*, A Literature Survey on Wireless Power Transfer for Biomedical Devices, *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2018, Article ID 4382841, <https://doi.org/10.1155/2018/4382841>
- [65] M. Wagih *et al.*, Powering E-Textiles Using a Single Thread Radio Frequency Energy Harvesting Rectenna, *Proceedings*, 68, 16, (2021), <https://doi.org/10.3390/proceedings2021068016>
- [66] R. Seager *et al.*, Effect of the fabrication parameters on the performance of embroidered antennas, *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 7, Iss. 14, 1174-1181, (2013), doi:10.1049/iet-map.2012.0719
- [67] W. G. Whittow *et al.*, Inkjet-Printed Microstrip Patch Antennas Realized on Textile for Wearable Applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 14, (2014), DOI : 10.1109/LAWP.2013.2295942
- [68] R. Quarfoth *et al.*, Flexible Patch Antennas Using Patterned Metal Sheets on Silicone, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 14, (2015), DOI : 10.1109/LAWP.2015.2406887
- [69] R. B. V. B. Simorangkir *et al.*, Polydimethylsiloxane-Embedded Conductive Fabric: Characterization and Application for Realization of Robust Passive and Active Flexible Wearable Antennas, *IEEE Access*, Vol. 6, (2018), DOI : 0.1109/ACCESS.2018.2867696
- [70] J. Yoon *et al.*, Robust and stretchable indium gallium zinc oxide-based electronic textiles formed by cilia-assisted transfer printing, *Nature Communications*, (2016), DOI : 10.1038/ncomms11477
- [71] C. A. Balanis, «Antennas theory: analysis and design», 3rd edition, John Wiley and Sons, 2005
- [72] M. J. Jeong *et al.*, Wireless power transmission using a resonant coil consisting of conductive yarn for wearable devices, *Textile Research Journal*, Vol. 86(14) 1543–1548, (2016), DOI : 10.1177/0040517515586163
- [73] S. S. Mohan *et al.*, Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances, *IEEE Journal of Solid-state Circuit*, Vol. 34, No. 10, (1999), DOI : 0018-9200(99)08227-X
- [74] I. Ortego *et al.*, Inkjet Printed Planar Coil Antenna Analysis for NFC Technology Applications, *International Journal of Antennas and Propagation*, 486565, (2012), doi:10.1155/2012/486565
- [75] R. Del-Rio-Ruiz *et al.*, Design and Analysis of a Purely Textile Spiral Antenna for On-Body NFC Applications, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes*, 20-22, (2017), DOI : 978-1-5386-0480-9
- [76] F. St. C. Mustata *et al.*, Dielectric Behaviour of Some Woven Fabrics on the Basis Natural Cellulosic Fibers, *Advances in Materials Science and Engineering*, 216548, (2014), <http://dx.doi.org/10.1155/2014/216548>
- [77] R. Salvado *et al.*, Textile Materials for the Design of Wearable Antennas: A Survey, *Sensors*, 12, 15841-15857, (2012), DOI : 10.3390/s121115841
- [78] N. H. Abd Rahman *et al.*, Analysis on the Effects of the Human Body on the Performance of Electro-Textile Antennas for Wearable Monitoring and Tracking Application, *Materials*, 12, 1636, (2019), DOI :10.3390/ma12101636
- [79] N. G. K. Kumar Reddy *et al.*, Interactive Clothes based on IOT using NFC and Mobile Application, *2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, (2017), DOI : 10.1109/CCWC.2017.7868339

- [80] E. Abad *et al.*, RFID smart tag for traceability and cold chain monitoring of foods: Demonstration in an intercontinental fresh fish logistic chain, *Journal of Food Engineering*, Vol. 93, 394-399, (2009), <https://doi.org/10.1016/j.jfoodeng.2009.02.004>
- [81] C. Hertleer *et al.*, A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 4, (2009), DOI : 10.1109/TAP.2009.2014574
- [82] L. A. Yimdjo Poffelie *et al.*, A High-Fidelity All-Textile UWB Antenna With Low Back Radiation for Off-Body WBAN Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, VOL. 64, NO. 2, (2016), DOI : 10.1109/TAP.2015.2510035
- [83] J. Zhong *et al.*, Conformal Load-Bearing Spiral Antenna on Conductive Textile Threads, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 16, (2017), DOI : 10.1109/LAWP.2016.2570807
- [84] I. Locher *et al.*, Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 29, No. 4, (2006), DOI : 10.1109/TADVP.2006.884780
- [85] A. Tronquo *et al.*, Robust planar textile antenna for wireless body LANs operating in 2.45 GHz ISM band, *Electronic Letters*, Vol. 42, No. 3, (2006), DOI :
- [86] A. Kiourti *et al.*, Fabrication of Textile Antennas and Circuits With 0.1 mm Precision, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 15, (2016), DOI : 10.1109/LAWP.2015.2435257
- [87] J. Park *et al.*, A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 59, No. 2, (2017), DOI : 10.1109/TEMPC.2016.2636863
- [88] M. Wagih *et al.*, Dual-Receiver Wearable 6.78 MHz Resonant Inductive Wireless Power Transfer Glove Using Embroidered Textile Coils, *IEEE Access*, Vol. 8, (2020), DOI : 10.1109/ACCESS.2020.2971086
- [89] Y. Jiang *et al.*, e-Textile embroidered wearable near-field communication RFID antennas, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 13, Iss 1, pp. 99-104, (2019), <https://doi.org/10.1049/iet-map.2018.5435>
- [90] L. Rongzhou *et al.*, Wireless battery-free body sensor networks using near-field-enabled clothing, *Nature Communications*, 11:444, (2020), <https://doi.org/10.1038/s41467-020-14311-2>
- [91] L. Burgnies *et al.*, Experimental phase-advance in woven textile metasurface, *Applied Physics Letters*, 107, 203505 (2015), DOI : 10.1063/1.4935986
- [92] B. Moradi *et al.*, Effect of smart textile metamaterials on electromagnetic performance for wireless body area network systems, *Textile Research Journal*, Vol. 89(14), 2892-2899, (2019), DOI : 10.1177/0040517518803786 journals.sagepub.com/home/trj
- [93] M. Kiani *et al.*, Design and Optimization of a 3-Coil Inductive Link for Efficient Wireless Power Transmission, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, VOL. 5, NO. 6, (2011), DOI : 10.1109/TBCAS.2011.2158431.
- [94] L. Song *et al.*, Stretchable and Reversibly Deformable Radio Frequency Antennas Based on Silver Nanowires, *ACS Appl. Mater. Interfaces*, 6, 4248-4253, (2014), DOI : [dx.doi.org/10.1021/am405972e](https://doi.org/10.1021/am405972e)
- [95] M. S. Shakhirul *et al.*, Embroidered Wearable Textile Antenna on Bending and Wet Performances for UWB Reception, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 56, No. 9, (2014) DOI 10.1002/mop
- [96] S. Uz-Aman *et al.*, Understanding the Washing Damage to Textile ECG Dry Skin Electrodes, Embroidered and Fabric-Based; set up of Equivalent Laboratory Tests, *Sensors*, 20, 1272, (2020), DOI : 10.3390/s20051272
- [97] H. A. Wheeler, Simple Inductance Formulas for Radio Coils, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Vol. 17, No. 3, 1929, DOI : 10.1109/JRPROC.1929.221706
- [98] <https://www.luxondes.com/scanphone/>
- [99] P. L. Dowell, Effects of eddy currents in transformer winding, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, 1966, DOI : [10.1049/piee.1966.0236](https://doi.org/10.1049/piee.1966.0236)

[100] S. Uz Zaman *et al.*, E-Textile Systems Reliability Assessment - A Miniaturized Accelerometer Used to Investigate Damage during Their Washing, *Sensors*, 21, 605, 2021, <https://doi.org/10.3390/s21020605>

Communications

Garnier B, Cochrane C, Rault F, Mariage P, Koncar V, *Prototyping and analysis of a textile loop antenna by an embroidery process for near field communication (NFC) applications*, AUTEX2019 – 19th World Textile Conference on Textiles at the Crossroads, 11-15 June 2019, Ghent, Belgium (Poster)

Garnier B, Rault F, Mariage P, Vassiliadis S, Stathopoulos N, Mitilineos S, Cochrane C, Koncar V, *Analysis of the power transfer and electrical performances of an embroidered textile loop antenna for near field communication (NFC) application*, 7th International Conference on Intelligent Textiles & Mass Customisation (ITMC 2019) (Présentation Orale)

Garnier B, Cochrane C, Rault F, Mariage P, Koncar V, *Textile Integral NFC Combiner Prototyping for Body-centric Communication*, IPC E-TEXTILE EUROPE 2020, Virtual Summit (Présentation Orale)

Publications

Garnier B, Rault F, Mariage P, Vassiliadis S, Stathopoulos N, Mitilineos S, Cochrane C, Konkar V, Analysis of the power transfer and electrical performances of an embroidered textile loop antenna for near field communication (NFC) application, 2020 *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.* **827** 012030, doi : 10.1088/1757-899X/827/1/012030 (Actes de conférences)

Garnier B, Mariage P, Rault F, Mariage P, Konkar V, Textile NFC antenna for power and data transmission across clothes, 2020 *Smart Mater. Struct.* **29** 085017, <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ab8a6d> (IF = 3,613)

Garnier B, Mariage P, Rault F, Mariage P, Konkar V, Electronic-components less fully textile multiple resonant combiners for body-centric near field communication. *Sci Rep* **11**, 2159 (2021). <https://doi.org/10.1038/s41598-021-81246-z> (IF = 3,998)

Développement des structures textiles communiquant en champs proches (NFC) le transfert d'énergie et de données autour du corps humain

Le principal objectif de cette thèse de doctorat, financée dans le cadre du projet ANR CONTEXT, est de développer des systèmes de télécommunication fonctionnant avec le protocole NFC en utilisant seulement des matériaux et des procédés textiles. Ces structures doivent présenter des performances électromagnétiques acceptables, tout en gardant des caractéristiques mécaniques nécessaires à l'habillement.

Ces structures sont principalement réalisées avec des bobines spirales circulaires planes de 40 mm de rayon, constituées d'une ligne de courant composée de trois fils textiles conducteur Datatrans® superposés, afin de diminuer la résistance linéique. Les fils textiles conducteurs sont, quant à eux, composés de quatre filaments de cuivres purs retordus avec des filaments de polyester. L'ensemble de ces fils est recouvert d'une gaine diélectrique de filament de polyamide. Ces fils ont été déposés sur une toile de coton à l'aide d'un procédé de broderie industrielle. Deux types de structures ont été conçues : les antennes NFC textiles et le relais NFC textiles. Les relais peuvent être considérés comme des « rallonges » électromagnétiques. Ils sont composés de deux ou trois antennes reliées par des lignes de transmission, en circuit fermé. Ils permettent de recevoir un champ électromagnétique par une antenne et de l'émettre avec les autres.

Les antennes et relais NFC textiles peuvent être assimilés à des circuits RLC. Les éléments électriques qui les composent (résistance, inductance et capacité) ont d'abord été réalisés à partir de matériaux textiles et étudiés de manière expérimentale. Ensuite, ces éléments ont été associés pour créer des antennes et des relais NFC 100% textiles. Les caractéristiques électromagnétiques de ces nouvelles structures ont ensuite été étudiées.

Une approche théorique a permis de décrire le comportement électrique des structures NFC textiles. L'impédance des circuits RLC a été calculée à partir de leurs schémas électriques afin de déterminer leurs fréquences de résonance et leurs facteurs de qualité. Ensuite, des simulations numériques ont permis de modéliser les propriétés électriques des structures NFC textile et de les comparer aux résultats théoriques précédents. Enfin, des prototypes d'antennes et de relais présentant des propriétés géométriques différentes ont été caractérisés pour déterminer leurs comportements réels.

Ces systèmes de télécommunications textiles possèdent des fréquences de résonance proches de 13,56 MHz et des facteurs de qualité compris entre 45 et 55. De plus, ils présentent des coefficients de transmission à la résonance compris entre -10 et -5 dB. Ces résultats ont permis de réaliser des preuves de concept de la transmission d'énergie et de données au travers des antennes et relais NFC textiles.

Development of near field communicating (NFC) textile structures for energy and data transfer around the human body

The main objective of this PhD, funded as a part of ANR CONTEXT is to develop telecommunication systems operating with the NFC protocol using only textile materials and processes. These structures must have acceptable electromagnetic performance, while retaining the mechanical characteristics necessary for clothing.

These structures are mainly made with planar circular spiral coils with a radius of 40 mm which consist of a current line made up of three overlapped Datatrans® conductive textile threads to reduce its linear resistance. The conductive textile threads are composed of four pure copper filaments twisted with polyester filaments and the whole is covered with a dielectric sheath of polyamide filament. These threads were laid on a cotton fabric using an industrial embroidery process, where it was used as bobbin thread while a conventional hosiery thread acted as the sewing thread. Two types of structures have been designed: textile NFC antennas and textile NFC combiner. The combiner can be thought of as electromagnetic "extension cords". They are composed of two antennas connected by transmission lines, in a closed circuit. They make it possible to receive an electromagnetic field by an antenna to emit it with the others.

Textile NFC antennas and combiners can be likened to RLC circuits, which is why the electrical elements that compose them (resistance, inductance, and capacitance) were first made from textile materials to be studied experimentally. Then, these elements were combined to create 100% textile NFC antennas and combiners. The electromagnetic characteristics of these new structures were then studied.

First, a theoretical approach has enabled us to describe the electrical behavior of textile NFC structures. The impedance of RLC circuits has been calculated from their electrical diagrams to determine their resonant frequencies and quality factors. Then, numerical simulations have enabled us to model electrical properties of textile NFC structures and to compare them with previous theoretical results. Finally, prototypes of antennas and combiners, with different geometric characteristics, were characterized to determine their actual behavior.

These textile telecommunication systems have resonance frequencies close to 13.56 MHz and quality factors between 45 and 55. Also, they have resonance transmission coefficients of between -10 and -5 dB. These results have enabled us to carry out proofs of concept of energy and data transmission through textile NFC antennas and relays.