



HAL
open science

Contribution à la conception d'antennes et de systèmes antennaires pour objets communicants et capteurs

Philippe Le Thuc

► **To cite this version:**

Philippe Le Thuc. Contribution à la conception d'antennes et de systèmes antennaires pour objets communicants et capteurs. Electromagnétisme. Université de Nice Sophia Antipolis, 2016. tel-01651472

HAL Id: tel-01651472

<https://hal.science/tel-01651472>

Submitted on 29 Nov 2017

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

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

UNIVERSITE NICE SOPHIA ANTIPOLIS

**Ecole doctorale des Sciences et Technologie de l'Information et de la
Communication**

Habilitation à diriger les recherches

Spécialité : Electronique

**Contribution à la conception d'antennes et de systèmes antennaires
pour objets communicants et capteurs**

Philippe LE THUC

Soutenue le 12 janvier 2016 devant le jury composé de

Hervé AUBERT, Professeur, INPT-ENSEEIH	<i>Président</i>
Thierry MONEDIERE, Professeur, Université de Limoges	<i>Rapporteur</i>
Ala SHARAIHA, Professeur, Université de Rennes 1	<i>Rapporteur</i>
Smaïl TEDJINI, Professeur, Grenoble INP-ESISAR	<i>Rapporteur</i>
Jean-Yves DAUVIGNAC, Professeur, Université Nice Sophia Antipolis	<i>Examineur</i>
Robert STARAJ, Professeur, Université Nice Sophia Antipolis	<i>Examineur</i>
Georges KOSSIAVAS, Professeur, Université Nice Sophia Antipolis	<i>Examineur</i>
Jean-Lou DUBARD, Professeur, Université Nice Sophia Antipolis	<i>Membre invité</i>

Remerciements

Ce travail de recherche a été réalisé au sein du Laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université de Nice-Sophia Antipolis. J'adresse mes sincères remerciements au Professeur Albert Papiernik, à Christian Pichot, Directeur de recherche CNRS et au Professeur Jean-Yves Dauvignac qui ont successivement dirigé le laboratoire, pour la confiance qu'ils m'ont accordé et pour m'avoir toujours mis dans les meilleures dispositions pour effectuer mes activités de recherche. Je profite de l'occasion pour remercier le Professeur Jean-Yves Dauvignac d'avoir accepté d'être le garant de mon HDR.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude aux Professeurs Thierry Monédière de l'Université de Limoges, Ala Sharaiha de l'Université de Rennes 1 et Smaïl Tedjini de Grenoble INP-ESISAR, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce manuscrit.

J'adresse mes chaleureux remerciements au Professeur Hervé Aubert de l'INPT-ENSEEIH, pour avoir accepté de présider ce jury.

Je remercie particulièrement le Professeur Georges Kossiavas d'avoir bien voulu être l'un des membres de ce jury, mais surtout pour le plaisir que j'ai à travailler avec lui et pour la qualité de nos échanges scientifiques, gastronomiques, golfiques et œnologiques...

Merci également au Professeur Jean-Lou Dubard, qui a pris sur son temps et ses obligations de Chef de Département pour faire partie de ce jury.

J'aimerais tout particulièrement remercier le Professeur Robert Staraj, pour la confiance qu'il m'accorde (et qui me touche) depuis plus de 10 ans maintenant. Il représente un exemple tant dans sa capacité de travail et sa créativité, que dans sa générosité et son sens de l'autodérision.

Je tiens à exprimer mes remerciements à l'ensemble des collègues du laboratoire, pour leur disponibilité et leur bonne humeur.

Un grand merci également à mes collègues de l'équipe CMA ainsi qu'aux travailleurs de l'ombre du pôle administratif et technique pour leur aide si précieuse dans les tâches qui leur sont propres.

Un petit clin d'œil amical à mes collègues de bureau Nicolas Fortino au LEAT et Alain Pégatoquet et plus anciennement à Jérémie Benel à l'IUT, que je remercie tous trois, pour nos discussions fructueuses tant du point de vue professionnel que personnel.

Je n'oublie pas mes collègues de l'IUT GEII, qui ont pu directement ou indirectement favoriser ces activités de recherche et notamment : Dominique Pompei, Jean-Marc Ribero, Jean-Lou Dubard, Aliou Diallo et Marylène Cueille.

Plus personnellement, je tiens à remercier mes parents pour leur soutien immuable, mon frère, ma sœur, mes neveux et nièces, mon filleul, ma famille, ma belle-famille et mes amis qu'ils soient plus ou moins proches géographiquement, expatriés ou au-delà.

Enfin, je remercie ma femme, Katell, pour sa patience et son soutien qui ont été si importants pendant la rédaction de ce manuscrit mais pas seulement ! Et j'embrasse bien fort nos deux garçons, Maxime et Guillaume. Je vais être maintenant un peu plus disponible pour les parties de foot et l'assemblage des Lego® « Star Wars »®, ☺.

Avant-Propos

Ce document résume les activités de recherche que j'ai menées au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université Nice-Sophia Antipolis (UNS), depuis mon recrutement en tant que maître de conférences en septembre 2004. Ces travaux ont été réalisés au sein de l'équipe CMA (Conception et Modélisation d'Antennes) dirigée par le Professeur Robert Staraj.

Bien que la rédaction d'un manuscrit d'HDR se fasse à titre personnel, ces travaux sont le fruit d'un ouvrage collectif. Je profite donc de l'occasion pour remercier les collègues avec lesquels j'ai pu collaborer tout au long de ces années : Robert Staraj, Georges Kossiavas, Cyril Luxey, Aliou Diallo, William Tatinian, Georges Carle, Alain Pégatoquet et Leonardo Lizzi.

Comme nous le verrons par la suite, une part importante du travail présenté dans ce document a été effectuée dans le cadre de projets ayant des partenaires industriels, qui ont donc aussi contribué à l'existence de ce mémoire.

Ce manuscrit contient également un grand nombre de mesures qui ont été réalisées soit au laboratoire (mesures d'impédance et mesures de diagrammes de rayonnement en chambre anéchoïde), soit à Orange Labs site de La Turbie dans le cadre du CREMANT (Centre de REcherche mutualisé sur les ANTennes) (mesures de permittivité, mesures de diagrammes de rayonnement en chambre anéchoïde ou avec une station Star Lab). A ce titre, je remercie Laurent Brochier, Eric Séguenot et Fabien Ferrero pour leur aide et leur disponibilité.

Bien entendu, une grande partie de ce travail n'aurait pu voir le jour sans les stagiaires de Master2 et les doctorants qui ont œuvré au quotidien sur les sujets traités. Un grand merci à Aliou Diallo, Plamen Iliev, Anissa Chebihi, Stéphane Tourrette, Mickaël Jeangeorges, Manuel Monedero, Rafik Addaci, Sylvain Pflaum, Hamed Hamouda, Oumar Mourad, Philippe Perrissol, Tarik Faradi, Akimu Dihissou, Nordine Dif, Daouda Guira, Marcio Silva Pimenta, Rodrigue Ndashimye et Mouataz Elharati.

En ce qui concerne la structure de ce manuscrit, j'ai choisi après un bref curriculum vitae de détailler mes activités de recherche en trois parties, puis d'évoquer mes activités d'enseignement et mes responsabilités pédagogiques et administratives.

Table des matières

1. Curriculum Vitae.....	1
2. Activités de recherche.....	5
2.1 Introduction.....	5
2.2 Systèmes multi-antennaires et méthodes d'isolation associées	6
2.2.1 Systèmes multi-antennes multistandards à 2 accès	6
2.2.2 Systèmes multi-antennes pour la diversité et le MIMO.....	13
2.3 Solutions antennaires, modélisation et méthode de mesure pour systèmes d'interrogation sans fils	34
2.3.1 Solutions antennaires et modélisation système pour la RFID.....	34
2.3.1.1 Conception d'antennes pour étiquettes dédiées à la RFID UHF	35
2.3.1.1.1 Etiquettes mono-bandes	35
2.3.1.1.2 Etiquettes multi-bandes	43
2.3.1.2 Modélisation système et optimisation d'antennes pour étiquettes dédiées à la RFID HF.....	47
2.3.1.3 Conception d'antennes pour lecteurs RFID UHF.....	55
2.3.1.3.1 Amélioration de la directivité à l'aide d'une structure métamatériau	58
2.3.1.3.2 Miniaturisation d'une antenne à l'aide du phénomène d'ondes lentes.....	60
2.3.2 Solutions antennaires et méthode de mesure pour l'interrogation de capteurs SAW. 64	
2.3.2.1 Présentation du système de mesure de la société Sensor.....	64
2.3.2.2 Modélisation globale d'un système d'interrogation sans fils	69
2.3.2.3 Méthode de caractérisation sans fils d'antennes associées à des capteurs.....	77
2.4 Conception d'antennes miniatures pour environnements difficiles et intégrées à leur support	83
2.4.1 Antennes pour environnements difficiles	83
2.4.1.1 Antennes implantées.....	83
2.4.1.2 Antennes pour environnements métalliques.....	90
2.4.2 Antennes miniatures intégrées pour objets communicants	92
2.4.2.1 Antennes intégrées pour modules RF	92
2.4.2.2 Antennes intégrées multi-bandes pour dispositifs biomédicaux.....	95
2.4.2.3 Antennes multi-bandes pour la téléphonie mobile	100
2.5 Conclusion et perspectives.....	104
3. Bibliographie.....	107
4. Publications	113

5.	Encadrement doctoral.....	123
5.1	Encadrement de thèse-Thèses soutenues	123
5.2	Encadrement de thèse-Thèses à soutenir.....	125
5.3	Encadrement de stages de DEA/Master Recherche	126
6.	Activités d'enseignement	129
7.	Responsabilités pédagogiques, administratives	131
8.	Publications sélectionnées	133

Table des figures

Figure 1: Paramètres S mesurés et simulés des PIFAs DCS/UMTS espacées de 18 mm, associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation face à face,.....	7
Figure 2: Courbes de $ S_{21} $ simulées avec le logiciel IE3D pour une ligne de neutralisation, (a) avec une largeur $W = 0,5$ mm et différentes longueurs L, (b) avec une longueur $L = 18$ mm et différentes largeurs W	8
Figure 3: Modèle équivalent en ligne de transmission des PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB avec une ligne de transmission (θ_L) [7]	8
Figure 4 : Courbes de $ S_{21} $ obtenues avec le modèle équivalent en ligne de transmission pour différentes longueurs électriques θ_L et différentes impédances Z_L de la ligne de transmission	8
Figure 5: PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB avec les languettes de court-circuit face à face reliées par une ligne ($W=0,5$ mm et $L = 18$ mm), (a) vue en 3D, (b) paramètres S mesurés et simulés..	9
Figure 6: PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face, (a) vue en 3D, (b) paramètres S mesurés et simulés.....	9
Figure 7: Efficacité totale mesurée et simulée des PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB avec les languettes de court-circuit face à face, (a) sans ligne, (b) reliées par une ligne de largeur $W = 0,5$ mm et de longueur $L = 18$ mm	10
Figure 8: Courants de surface simulés des PIFAs non reliées, (a) antenne DCS excitée à 1,86 GHz, (b) antenne UMTS excitée à 2,06 GHz, et reliées (c) antenne DCS excitée à 1,88 GHz, (d) antenne UMTS excitée à 2,1 GHz	11
Figure 9: Diagrammes de rayonnement en gain des antennes PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB quand les languettes de courts-circuits se font face et sans ligne de neutralisation	11
Figure 10: Diagrammes de rayonnement en gain simulés (ligne continue) et mesurés (ligne avec croix) des antennes PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB quand les languettes de courts-circuits se font face et reliées par la ligne de neutralisation	11
Figure 11: (a) Vue 3D et (b) vue de dessus du système d'antennes GSM/DCS et UMTS.....	12
Figure 12: Paramètres S du système sans ligne, mesurés (traits pleins) et simulés (pointillés)	12
Figure 13: Paramètres S du système avec ligne, mesurés (pointillés) et simulés (traits pleins).....	12
Figure 14: Efficacités mesurées du système GSM/DCS et UMTS sans ligne (traits pleins) et avec ligne (pointillés).....	13
Figure 15: Système de référence.....	13
Figure 16: Efficacités totales simulées (a) et mesurées (b) du système de référence (vert), avec la ligne entre les courts-circuits (bleu) et avec la ligne entre les alimentations (rouge).....	14
Figure 17: Système « neutralisé » à quatre antennes.....	14
Figure 18 : Comparaison des enveloppes de corrélation simulées du système de référence à 2 éléments (vert), du système « neutralisé » avec ligne entre les courts-circuits (bleu) et les languettes d'alimentation (rouge)	16
Figure 19: Efficacités totales mesurées en chambre réverbérante à 2 GHz d'un système à quatre antennes « neutralisé » avec et sans la tête de fantôme	17
Figure 20: Courbes de probabilités cumulées (CDF) des puissances mesurées en chambre réverbérante à 2 GHz d'un système à 4 antennes « neutralisé » avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme	17
Figure 21: Capacité (bit/s/Hz) en fonction du SNR des systèmes à quatre antennes mesurés en chambre réverbérante à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme	17
Figure 22: Courbes de probabilités cumulées (CDF) de la capacité (bit/s/Hz) des systèmes à quatre antennes mesurés en chambre réverbérante pour un SNR de 10 dB à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme.....	17
Figure 23: Comparaison des capacités en fonction du SNR des systèmes à 2 antennes obtenues avec MEBAT en indoor (a) et outdoor (b) à 2,03 GHz	18
Figure 24: Courbes de CDF des capacités des systèmes à 4 antennes obtenues avec MEBAT.....	19

Figure 25: Evolution du $ S_{21} _{\max}$ en fonction de d	20
Figure 26: Distribution des courants surfaciques dans la configuration CC à la fréquence.....	21
Figure 27: Distribution des courants surfaciques dans la configuration PP à la fréquence.....	21
Figure 28: Vue 3D du système « neutralisé » par ligne directe (a) et par ligne repliée (b).....	21
Figure 29: Comparaison des évolutions du $ S_{21} _{\max}$ (a) et de l'efficacité totale (b).....	22
Figure 30: Distribution des courants surfaciques des systèmes antennaires avec et sans ligne pour $d = 4$ mm.....	22
Figure 31: Vue 3D du système à lignes verticales extérieures repliées (a) et prototype de ce système (b)	23
Figure 32: Paramètres S simulés et mesurés des systèmes sans (a) et avec (b).....	23
Figure 33: Efficacités totales simulées et mesurées des systèmes sans (a) et avec (b).....	24
Figure 34: Distribution surfacique des courants pour le système sans (a) et avec lignes repliées extérieures (b) pour $d = 2$ mm (lorsque l'antenne 1 est alimentée et l'antenne 2 est chargée par 50Ω)	24
Figure 35: Diagrammes de rayonnement des systèmes sans ligne (noir), avec ligne en configuration CC (vert) et avec lignes extérieures (bleu) pour $d = 2$ mm	25
Figure 36: Comparaison de l'isolation (a) et de l'efficacité totale (b) des systèmes	26
Figure 37: Comparaison de l'enveloppe de corrélation simulée (a) et du MEG simulé (b) des systèmes	26
Figure 38: Comparaison du gain en diversité DG (a) et du gain en diversité du système DSG (b)	27
Figure 39 : Paramètres S simulés du système comprenant une ligne et une capacité variable	28
Figure 40 : Prototype du système à ligne imprimée et diode Varicap : vue de dessus (a) et vue de dessous (b).....	28
Figure 41 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés.....	29
Figure 42 : Position de l'antenne PIFA bi-bande sur son PCB	30
Figure 43 : Paramètres S simulés des 2 antennes PIFAs positionnées sur le même PCB et espacées de 2mm	30
Figure 44 : Variation de la fente horizontale.....	30
Figure 45 : Variation de la fente verticale	30
Figure 46 : Influence de la longueur de la fente horizontale sur l'adaptation des antennes	31
Figure 47 : Influence de la longueur de la fente horizontale sur le $ S_{21} $ du système	31
Figure 48: Système antennaire bi-bande sur son PCB diélectrique	32
Figure 49: Densité surfacique des courants pour le système	32
Figure 50 : Paramètres S simulés des 2 antennes PIFAs positionnées.....	32
Figure 51: Efficacité totale simulée des systèmes avec et sans fentes, dans la bande basse (a) et dans la bande haute (b)	33
Figure 52 : Exemples de structures étudiées	36
Figure 53 : Impédance d'entrée simulée de l'antenne « ILA » pour différentes valeurs de h en fonction de L à la fréquence de 866,5 MHz.....	37
Figure 54: Evolutions simulées du coefficient d'adaptation (a), et de la distance de détection (b), en fonction de la fréquence pour l'antenne « ILA » associée à la puce Impinj Monza 2.....	37
Figure 55 : Dispositif de test pour la mesure du niveau d'activation à une distance fixe.....	38
Figure 56: Puissance RF mesurée nécessaire à l'activation de la puce à 1 m (a) et distance de détection mesurée (b) pour les 3 différents modèles d'antenne.....	39
Figure 57 : Coefficient de transmission en puissance entre la puce Impinj Monza 2 et l'antenne « S » pour 3 conducteurs différents, (a) pour une épaisseur de dépôt de $10 \mu\text{m}$, (b) pour une épaisseur de dépôt de $1 \mu\text{m}$	40
Figure 58 : Evolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne « S » (a) et de son efficacité rayonnée (b), en fonction de l'épaisseur des encres A et B.....	41
Figure 59 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de l'antenne « ILA » en fonction de la permittivité relative du support pour 2 épaisseurs de substrat ..	41

Figure 60 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de l'antenne « ILA » en fonction de l'épaisseur du support pour 2 valeurs de permittivité	42
Figure 61 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée....	42
Figure 62 : Variation du coefficient de transmission en puissance entre l'antenne « S » et la puce pour en fonction de la valeur de la permittivité du substrat.....	43
Figure 63 : Distance de détection en fonction de la fréquence pour l'antenne « S » positionnée sur 2 substrats différents	43
Figure 64 : Distance de détection en fonction de la fréquence pour l'antenne « S » positionnée sur 2 épaisseurs différentes de substrat	43
Figure 65 : Modèle bi-bande avec structure en « S » imbriquée	44
Figure 66 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.....	45
Figure 67 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne au point A lorsque $D1$ varie	45
Figure 68 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne dans la bande de fréquence UHF	46
Figure 69 : Etiquette tri-bande	46
Figure 70 : Distance de détection théorique de la puce en bande SHF en fonction de la puissance d'activation de la puce	47
Figure 71 : Modèle électrique d'un système RFID	48
Figure 72 : Modèle proposé du système	48
Figure 73 : Exemples d'antennes simulées côté lecteur	49
Figure 74 : Exemple d'antennes simulées côté tag	49
Figure 75 : Comparaison de résultats obtenus à l'aide du modèle entre deux configurations données	49
Figure 76 : Les différents paramètres intervenant dans la géométrie de l'antenne côté tag	50
Figure 77 : Effet de la conductivité sur l'impédance de l'antenne.....	50
Figure 78 : Influence des paramètres géométriques N , d et e sur l'impédance d'entrée de l'antenne	51
Figure 79 : Géométries optimisées pour différentes valeurs de N	51
Figure 80 : Facteurs de qualités globaux obtenus pour les différentes antennes	52
Figure 81 : Coefficients de transmission obtenus pour les différentes antennes.....	52
Figure 82 : Méthodologie de conception d'antenne HF pour une impédance souhaitée	53
Figure 83 : Impédance d'entrée de la puce mesurée par l'ISEN à 13,56 MHz pour 5 modes de fonctionnement différents.....	53
Figure 84 : Géométrie des antennes réalisées.....	54
Figure 85: Caractéristiques géométriques des prototypes réalisés.....	54
Figure 86 : Champs d'activation minimaux mesurés pour toutes les géométries d'antennes associées aux puces fonctionnant dans les 5 différents états	54
Figure 87 : Module de l'impédance de la puce en fonction de la puissance	55
Figure 88 : Prototype de l'antenne B réalisée en encre d'argent imprimée sur du papier	55
Figure 89 : Réseau de 8 antennes imprimées juxtaposées avec son réseau d'alimentation.....	56
Figure 90 : Paramètres S simulés du réseau de 8 patches	56
Figure 91 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE de type « Itoh », (a) vue de dessus, (b) vue de côté	57
Figure 92 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE de type « Itoh », (a) vue de dessus, (b) vue de côté	57
Figure 93 : Paramètres S simulés (a), et mesurés (b) d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE composée de 5 x 5 cellules	58
Figure 94 : Géométrie de l'antenne patch entourée d'une structure BIE de 5 x 5 cellules	58
Figure 95 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et normalisés dans les plans x-y (a) et y-z (b) à 866 MHz.....	59
Figure 96 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans le plan x-y à 866 MHz	60
Figure 97 : Géométrie de la cellule utilisée dans [18].....	61
Figure 98 : Patch à coins coupés positionné sur le plan de masse BIE.....	61

Figure 99 : Coefficients de réflexion simulés de l'antenne sur plan de masse classique et sur plan de masse BIE.....	61
Figure 100 : Similitude entre la structure de Sivenpiper blindée et le patch positionné sur un plan de masse BIE.....	61
Figure 101 : Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne positionnée sur les deux plans de masse.....	61
Figure 102 : Rapports axiaux simulés et mesurés de l'antenne positionnée sur les deux plans de masse	61
Figure 103 : Parties réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne positionnée sur les deux plans de masse	62
Figure 104 : Réseau de 8 antennes imprimées sur plan de masse BIE (a), prototype (b).....	63
Figure 105 : Schéma d'un capteur SAW à résonateur (a), réponses temporelle et fréquentielle d'un capteur SAW à résonateur (b).....	65
Figure 106 : Structure du capteur de température SEAS10 (a), photographie du capteur SEAS10 observé au microscope avant sa fixation sur boîtier (b).....	65
Figure 107 : Evolution fréquentielle des fréquences de résonance des deux résonateurs en fonction de la température (a), variation de la différence entre les fréquences de résonance en fonction de la température (b).....	66
Figure 108 : Schémas du système en mode émission (a) et en mode réception (b)	67
Figure 109 : Méthode de détermination de la fréquence de résonance à partir de la puissance mesurée	67
Figure 110 : Comparaison entre le modèle et la mesure du signal d'émission de l'unité d'interrogation	69
Figure 111 : Modèle électrique du Butterworth-Van Dyke (a), modèle BVD à 2 résonateurs en parallèle (b)	70
Figure 112 : Partie réelle de l'impédance du capteur simulée et mesurée (a), Partie imaginaire de l'impédance du capteur simulée et mesurée (b)	70
Figure 113 : Représentation schématisée du principe d'interrogation et son circuit équivalent	71
Figure 114 : Mesure en chambre anéchoïde du coefficient de réflexion de deux dipôles positionnés face à face.....	71
Figure 115 : Quadripôle équivalent en T du système chargé par un capteur SAW	72
Figure 116 : Comparaison des coefficients de réflexion mesurés et simulés pour des distances de 10 cm (a), 35 cm (b) et 75 cm (c).....	72
Figure 117 : Erreur moyenne et erreur hors fréquence de résonance du capteur SAW en fonction de la distance	73
Figure 118 : Circuit équivalent de Thévenin aux bornes du capteur SAW	73
Figure 119 : Simulation de la puissance transmise au capteur SAW en fonction de la fréquence.....	74
Figure 120 : Expérience réalisée et simulée avec un dipôle en réception, placé 2 cm au-dessus d'un plan métallique.....	74
Figure 121 : Fréquences de résonance simulée et mesurée du 1 ^{er} résonateur (a), et du 2 nd résonateur (b) en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne associée au capteur SAW	75
Figure 122 : Différence simulée et mesurée entre les fréquences des 2 résonateurs (a), et erreur sur la température (b) en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne associée au capteur SAW ..	75
Figure 123 : Puissance transmise au capteur lorsque la fréquence de résonance de l'antenne vaut 378 MHz (a), et lorsque la fréquence de résonance de l'antenne varie (b)	76
Figure 124 : Puissance transmise au capteur en dB en fonction du conjugué de la partie imaginaire de l'impédance du générateur de Thévenin pour une partie réelle de 5 Ω (a) et en fonction de la partie réelle du pour une partie imaginaire de 30 Ω (b).....	76
Figure 125 : Interaction des différentes ondes dans le cas d'une antenne à un accès.....	77
Figure 126 : Mesure de la puissance reçue et de l'impédance d'entrée lorsque le dipôle est chargé par un court-circuit.....	80

Figure 127 : Coefficients de réflexion mesurés sans fils, avec câble (courbe rouge) et simulé avec HFSS pour une distance d de 10 cm (a) et 15 cm (b)	81
Figure 128 : Coefficients de réflexion mesurés sans fils, directe (courbe rouge) d'un capteur SAW pour une distance de 10 cm (a) et mesure sans contact de sa conductance avec la méthode des circuits équivalents pour différentes distances(b)	82
Figure 129 : Schéma du capteur SAW implanté.....	84
Figure 130 : Antenne implantée de type dipôle enroulé (la partie bleue claire est celle réservée au résonateur SAW)	84
Figure 131 : Fantôme multi-couches et fantôme uniforme.....	85
Figure 132 : Coefficients de réflexion simulés de l'antenne avec et sans brins (a) et impédance d'entrée simulée de l'antenne avec brins (b) en fonction de la fréquence.....	86
Figure 133 : Designs de l'antenne initiale (a) et de l'antenne optimisée (b)	86
Figure 134 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne à $f= 2,45$ GHz	87
Figure 135 : Prototype réalisé du capteur à 2,45 GHz	87
Figure 136 : Vue en perspective et en coupe du modèle numérique de souris	88
Figure 137 : Vue de dessus et de dessous de l'antenne implantée	88
Figure 138 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne en espace libre à 2,26 GHz (a) et implantée à 433 MHz (b)	89
Figure 139 : Prototype de l'antenne implantée	89
Figure 140: Photo de l'expérience (les antennes interrogatrices sont en blanc sur le côté gauche près de la souris)	89
Figure 141 : Positions de la souris testées	90
Figure 142: Températures estimées par l'interrogateur.....	90
Figure 143 : PIFA avec fentes débouchantes	91
Figure 144 : Prototype de l'antenne PIFA à fentes débouchantes.....	91
Figure 145: Comparaison des coefficients de réflexion mesuré et simulé	91
Figure 146 : PIFA avec capteur placée sur le cache collecteur d'un moteur de voiture	91
Figure 147: Comparaison de la température mesurée par le capteur SAW et la sonde de référence. 91	91
Figure 148 : Antenne PIFA réversible en position « 1 » (a) et « 2 » (b).....	92
Figure 149 : Principe d'antenne intégrée dans le capot plastique d'un SiP (a) ou dans le substrat LTCC du SiP (b).....	93
Figure 150 : Antenne IFA à brin rayonnant en 3 dimensions intégrée dans un module SiP.....	94
Figure 151 : Prototype réalisé sur LTCC	94
Figure 152 : Prototype monté sur PCB avec un connecteur SMA.....	94
Figure 153 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne IFA sur LTCC	95
Figure 154 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne IFA sur LTCC.....	95
Figure 155 : Exemples de formes de méandres étudiées	95
Figure 156 : Schéma de la chaîne de transmission des données envisagée dans le projet STM3.....	96
Figure 157 : Designs des antennes PIFA bi-bandes étudiées en spirale (a) et à méandres (b).....	97
Figure 158 : Eléments pris en compte dans l'intégration au sein de la montre (a) et modèle du fantôme de poignet (b)	98
Figure 159 : Comparaison des diagrammes de rayonnement à 2,45 GHz en espace libre (a) et en présence du poignet de l'utilisateur (b)	99
Figure 160 : Antenne PIFA bi-bande octogonale simulée (a) et réalisée (b).....	99
Figure 161 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré.....	100
Figure 162 : Design de la structure tri-bande initiale.....	101
Figure 163 : Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence	101
Figure 164 : Efficacité rayonnée simulée de l'antenne tri-bande en fonction de la fréquence.....	101
Figure 165 : Densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure tri-bande initiale	102
Figure 166 : Design et densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure tri-bande modifiée	102

Figure 167 : Efficacité rayonnée simulée de l'antenne tri-bande modifiée en fonction de la fréquence	102
Figure 168 : Design et prototype de l'antenne pentabande	103
Figure 169 : Comparaison des coefficients de réflexion mesurés et simulés en fonction de la fréquence	103
Figure 170 : Densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure penta-bande optimisée à la fréquence de 2,64 GHz	103
Figure 171 : Comparaison des efficacités simulées et mesurées en fonction de la fréquence	104

1. Curriculum Vitae

Nom : **LE THUC**

Prénom : **Philippe**

Date et lieu de naissance : 21/08/1975 à Grasse (06)

Nationalité : Française

Situation de famille : Marié, 2 enfants

Situation actuelle : Maître de conférences, 5^{ème} échelon

Unité de recherche

Laboratoire d'Electronique, Antennes et
Télécommunications

UMR CNRS 7248

Campus SophiaTech

06903 Sophia Antipolis

Tél. : 04.92.94.28.26

Email : philippe.lethuc@unice.fr

Unité d'enseignement

IUT Nice Côte d'Azur

Département Génie Electrique et
Informatique Industrielle (GEII)

41 Bd Napoléon III

06206 Nice Cedex 3

Tél. : 04.97.25.83.14

DIPLOMES UNIVERSITAIRES

- Juin 2003** **Doctorat** en Electronique de l'Université Nice-Sophia Antipolis (UNS),
« Antennes imprimées miniatures pour systèmes de télécommunications.
Applications aux communications mobiles. »
- 1999** **DEA. P.T.T.** (Propagation, Télécommunications et Télédétection), (UNS),
mention AB
- 1998** **Maîtrise EEA** (UNS)
- 1996** **DEUG Physique-Electronique** (UNS), *mention AB*

EXPERIENCES PROFESSIONNELLES

Depuis 2004	Maître de conférences <u>Recherche</u> : LEAT (Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications), UNS-CNRS, UMR 7248 <u>Enseignement</u> : IUT Nice Côte d'Azur, département GEII (Génie Electrique et Informatique Industrielle)
2003-2004	ATER à l'IUT Nice Côte d'Azur, département Réseaux et Télécommunications (R&T)
1999-2003	Doctorant au LEAT de l'UNS Vacataire à l'IUT Nice Côte d'Azur, département R&T (1999-2002) ½ ATER à l'IUT Nice Côte d'Azur, département R&T (2002-2003)
1999	Stage de DEA effectué à Alcatel Space Industries (actuellement Thales Alenia Space) site de Cannes.

ACTIVITES DE RECHERCHE

J'effectue mes activités de recherche au LEAT (Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications) de l'UNS (Université Nice-Sophia Antipolis) dont le directeur actuel est Jean-Yves Dauvignac, au sein de l'équipe CMA (Conception Modélisation et d'Antennes) dirigée par Robert Staraj.

Après m'être intéressé au cours de ma thèse à l'étude d'antennes multi-bande et multistandards dédiées aux communications mobiles et plus particulièrement à la téléphonie mobile, mes travaux de recherche actuels concernent globalement la conception et la caractérisation de solutions antennaires et multi-antennaire pour de petits objets communicants. On peut toutefois distinguer trois axes principaux :

- la conception de systèmes multi-antennes et de techniques d'isolation associées, pour des applications en diversité et en MIMO (Multi-Input/Multi-Output)
- la conception et la caractérisation d'antennes associées à des capteurs pour des applications biomédicales et la RFID (Radio Frequency IDentification).
- la conception d'antennes miniatures multibandes intégrées.

PRODUCTION SCIENTIFIQUE

- 18 articles dans des revues internationales avec comité de lecture
- 3 articles invités dans des conférences internationales et nationales
- 39 articles dans des conférences internationales avec comité de lecture
- 4 brevets
- 15 articles dans des conférences nationales avec comité de lecture

ENCADREMENT DOCTORAL ET SCIENTIFIQUE (Thèses et stages de Master)

- 8 thèses soutenues et 3 en cours (avec un encadrement supérieur à 30%)
- 9 stagiaires de Master2 (avec un encadrement supérieur à 50%)

DISTINCTIONS SCIENTIFIQUES

- Prix Wheeler 2007 qui récompense le meilleur article de l'année 2006 de la revue IEEE Transaction on Antennas and Propagation dans la catégorie « applications » :

[R13] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", IEEE Trans. Antennas Propagat., Part.1, vol.54, n°11, p.3063-3074, November 2006.

- Prix Eucap 2007 de l'article le plus collaboratif obtenu avec le Radio Laboratory de l'Université de Technologie d'Helsinki pour l'article :

[C11] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN, "Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments". in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.

- Prix du meilleur poster à la conférence IWAT 2009 pour l'article :

[C19] S. TOURETTE, G. COLLIN, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, "Small Meandered PIFA Associated with SAW Passive Sensor for Monitoring Inner Temperature of a Car Exhaust Header". in *Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology (IWAT09) : "Small Antennas and Novel Metamaterials"*, 2-4 March 2009, Santa Monica, California (USA).

ACTIVITES D'EXPERTISE

- Reviewer pour la revue IEEE Transaction on Antennas and Propagation
- Reviewer pour les conférences internationales : IEEE CAMA 2014 et EuCAP 2015
- Expert auprès de l'ANRT (thèses CIFRE)
- Membre de 10 jurys de thèse (dont 2 hors encadrement)

ACTIVITES D'ANIMATION DE LA RECHERCHE

- Membre du réseau d'excellence européen ACE2 (Antenna Center of Excellence) dans le groupe de travail (Work Package) WP 2.2-2 Small terminal technologies and requirements (2006-2007)

- Co-animateur avec Stéphane Bila (XLIM) et Philippe Ferrari (IMEP LACH) du Groupe Thématique 4 (Antennes et Circuits) du GDR Ondes depuis janvier 2014 :

- Participation à la préparation et à l'animation de la session de ce GT lors de l'AG du GDR en oct. 2013 à Dijon et de celle d'oct. 2015 à Lyon
- Co-organisateur avec Alain Pégatoquet du GDR Soc-SIP d'une journée thématique mixte GDR Soc-SIP/Ondes intitulée «*Connexion intelligente du futur. Quels défis technologiques et sociétaux?* », le 4 décembre 2014, à Télécom Partis Tech.

PARTICIPATION A DES CONTRATS/COLLABORATIONS AVEC DES INDUSTRIELS (lors des 5 dernières années)

- 2008/2012 FUI BMCI (Bilan de santé pour la Maintenance et la Conduite Intelligente)
- 2010/2013 FUI PACID Textile
- 2010/2014 FUI FAST-PASS
- 2010/2014 FUI STM3 (Solution pour le Traitement et le Monitoring en Médecine Mobile)

ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT

Chargé d'enseignement (Cours, Travaux Dirigés et Travaux Pratiques) au département GEII de l'IUT Nice Côte d'Azur depuis 2004 (Thèmes : Electricité, Electronique analogique, Hyperfréquences et Télécommunications)

RESUME DES RESPONSABILITES PEDAGOGIQUES ET ADMINISTRATIVES

- Responsable pédagogique des TP de 1^{ère} année d'électronique du département GEII de l'IUT depuis septembre 2006
- Responsable des projets tuteurés de 1^{ère} et 2^{ème} années du département GEII de l'IUT de juin 2008 à juin 2011
- Membre du CNU 63^{ème} section depuis décembre 2011
- Membre élu du Conseil de département GEII de l'IUT d'octobre 2006 à octobre 2010, élu président de ce même conseil en juin 2015
- Membre élu du Conseil de laboratoire du LEAT depuis avril 2009
- Membre suppléant du Conseil Scientifique du Labex UCN@SOPHIA depuis juin 2012 (participation aux commissions de sélections des bourses de thèse et de post-docs)
- Membre du vivier d'experts de la 63^{ème} section de l'Université de Nice Sophia Antipolis de sept. 2008. à sept 2012
- Membre élu de la Commission de Spécialistes (63^{ème} section) de l'Université de Nice Sophia Antipolis, collège B (septembre 2007-juillet 2008).

2. Activités de recherche

2.1 Introduction

Le formidable essor des télécommunications et les progrès réalisés dans l'intégration des circuits radiofréquences ont permis d'offrir à différents secteurs de notre société, une multitude de services qui se sont vite rendus indispensables. Ceux-ci s'étendent de la téléphonie mobile jusqu'aux réseaux hauts débits, en passant par l'identification radiofréquence (RFID) dont on observe les applications directes dans notre vie quotidienne (transports en commun, accès au lieu de travail, traçabilité des biens et des personnes, etc..).

Cet intérêt pour les systèmes de communications mobiles qui n'a cessé de croître, met aussi en avant le besoin pour l'homme de pouvoir communiquer partout dans le monde et à n'importe quel moment. Cependant, pour pouvoir être capables de répondre à cette mobilité mondiale, ces objets communicants doivent intégrer un grand nombre de standards de communications étant donné que de nombreuses normes continuent d'exister et de coexister de par le monde. S'il on ajoute à cela, le fait que ces objets nomades intègrent de plus en plus de fonctionnalités (radio FM, télévision DVB-T, GPS, etc..), on devine rapidement que la conception de tels appareils est une tâche complexe.

Il ne faut pas non plus oublier un autre élément placé au bout de la chaîne de transmission et dont l'importance est souvent sous-estimée. Il s'agit de l'antenne. En effet, ses dimensions dépendant des lois de la physique, sa miniaturisation et donc son intégration au sein de ces appareils nomades peut s'avérer problématique pour maintenir les performances du dispositif si certaines précautions ne sont pas prises dès la conception. D'autre part, comme nous venons de l'évoquer, un autre aspect concerne l'interopérabilité que se doit d'avoir l'appareil mobile et qui nécessite du côté de l'élément rayonnant un caractère multi-bande. Enfin, la prise en compte du milieu dans lequel évoluera le dispositif aura également son importance sur les performances escomptées du système. Ainsi, la connaissance et la prise en compte de ces éléments favorisent une optimisation efficace du design et des performances de l'élément rayonnant. Toutes ces préoccupations seront au centre du contenu de ce manuscrit.

Les parties qui suivent détaillent les activités de recherche que j'ai menées depuis mon recrutement en tant que maître de conférences à l'Université Nice Sophia-Antipolis en septembre 2004.

Dans une première partie, je détaillerai les travaux ayant pour thème la conception de systèmes multi-antennaires pour des applications de type diversité ou MIMO (Multi Input-Multi Output) qui peuvent répondre à ce besoin constant de débits plus importants. Toutefois, pour que ces systèmes soient pleinement performants, nous avons montré que les éléments rayonnants qui les composent devaient être efficaces et qu'il était donc nécessaire de minimiser le couplage entre leurs ports d'alimentation surtout lorsque ces éléments sont proches l'un de l'autre. Pour ce faire, nous avons proposé plusieurs solutions dont l'une d'elle, la plus simple, appelée « ligne de neutralisation » permet de répondre à cet inconvénient.

La seconde partie s'intéresse aux travaux que j'ai réalisés sur l'étude de systèmes d'interrogation sans fils. J'ai distingué celle concernant l'identification par radiofréquence (RFID) en UHF et HF, d'une autre portant sur l'étude d'un système de mesures sans fils basé sur l'utilisation de capteurs à ondes de surface. Nous verrons quels sont les points communs à ces systèmes et en quoi ils divergent. Et je présenterai les solutions que nous avons apportées aux problématiques qui leur sont propres.

La dernière partie concerne la conception d'antennes pour des environnements spécifiques souvent délicats d'un point de vue électromagnétique ainsi qu'à celles d'éléments rayonnants miniatures intégrés à leur support. A travers ces exemples souvent étudiés dans le cadre de projets

impliquant des acteurs industriels, nous verrons les éléments importants à prendre en compte lors de leur conception ainsi que les techniques de miniaturisation que nous avons proposées pour qu'elles puissent être intégrées et posséder une efficacité suffisante pour les applications visées.

Je finirai par une conclusion et en proposant des perspectives à ces travaux dont certaines sont déjà en cours d'investigation.

2.2 Systèmes multi-antennaires et méthodes d'isolation associées

Après mon recrutement en tant que maître de conférences, je me suis orienté vers la conception de systèmes multi-antennaires et notamment l'amélioration des performances d'éléments rayonnants co-localisés fonctionnant dans des bandes proches dans un premier temps puis, fonctionnant à la même fréquence pour des applications de type diversité ou MIMO (Multiple Input- Multiple Output).

2.2.1 Systèmes multi-antennes multistandards à 2 accès

En effet, plutôt que de concevoir des antennes multi-bandes à un accès, nous nous sommes tournés vers la conception de systèmes à plusieurs accès afin de répondre à une réalité industrielle : celle des modules radio « front-end » utilisés en téléphonie mobile qui n'avaient pas forcément un fonctionnement multi-bandes [1]. Pour ce genre de systèmes, l'objectif majeur est d'arriver à maximiser l'efficacité totale de chaque antenne, malgré la présence des autres. Un des moyens permettant d'y arriver, consiste à minimiser le couplage entre les ports d'alimentation de chaque antenne, celui caractérisant l'échange de puissance entre les éléments rayonnants.

Lorsque nous avons commencé à nous intéresser à cette problématique, les solutions proposées concernaient l'optimisation de systèmes fonctionnant à des fréquences éloignées, notamment en positionnant les éléments rayonnants relativement loin les uns des autres (de l'ordre d'au moins $\lambda/2$) sur des PCB (Printed Circuit Board) de petites dimensions pour augmenter l'isolation [2-3]. Toutefois, peu d'auteurs s'intéressaient à des systèmes fonctionnant à des fréquences proches, avec des aériens placés très près les uns des autres sur des plans de masse de dimensions réduites [4-5]. Ainsi, hormis la solution évoquée précédemment, une autre piste consistait en l'insertion de fentes sur le PCB [5]. Elle a pour principal inconvénient d'encombrer un espace déjà restreint habituellement et d'ajouter des contraintes de conception pour la partie circuit car il est notamment réservé à d'autres composants électroniques (circuits RF, batterie...).

Dans le cadre des travaux de thèse d'Aliou DIALLO débutés en 2004, nous nous sommes donc intéressés à l'isolation entre les ports d'alimentation d'antennes localisées sur un plan de masse ayant les dimensions typiques d'un PCB utilisé en téléphonie mobile soit $40 \times 100 \text{ mm}^2$. Nous avons proposé dans le cadre de cette thèse une technique que nous avons appelée « ligne de neutralisation » pour optimiser ces systèmes. Nous avons tout d'abord testé cette technique sur deux antennes PIFAs opérant dans des bandes proches mais distinctes à savoir le DCS (1710-1880 MHz) et l'UMTS (1920-2170 MHz). En partant du principe que le couplage entre deux éléments rayonnants (matérialisés ici par des plateaux métalliques) proches était principalement capacitif, il s'agissait pour nous, d'introduire une inductance entre les deux pour obtenir l'équivalent d'un « filtre réjecteur ». La solution paradoxale développée par Aliou Diallo pour améliorer l'isolation, consiste à relier les deux PIFAs par une ligne métallique de faible largeur placée à une hauteur identique à celle des plateaux des résonateurs. Compte tenu de ses faibles dimensions tant en longueur qu'en largeur, cette ligne peut être assimilée à une inductance. Ces travaux publiés dans la revue *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, ont permis à notre équipe l'obtention du *Wheeler Prize 2007* [6].

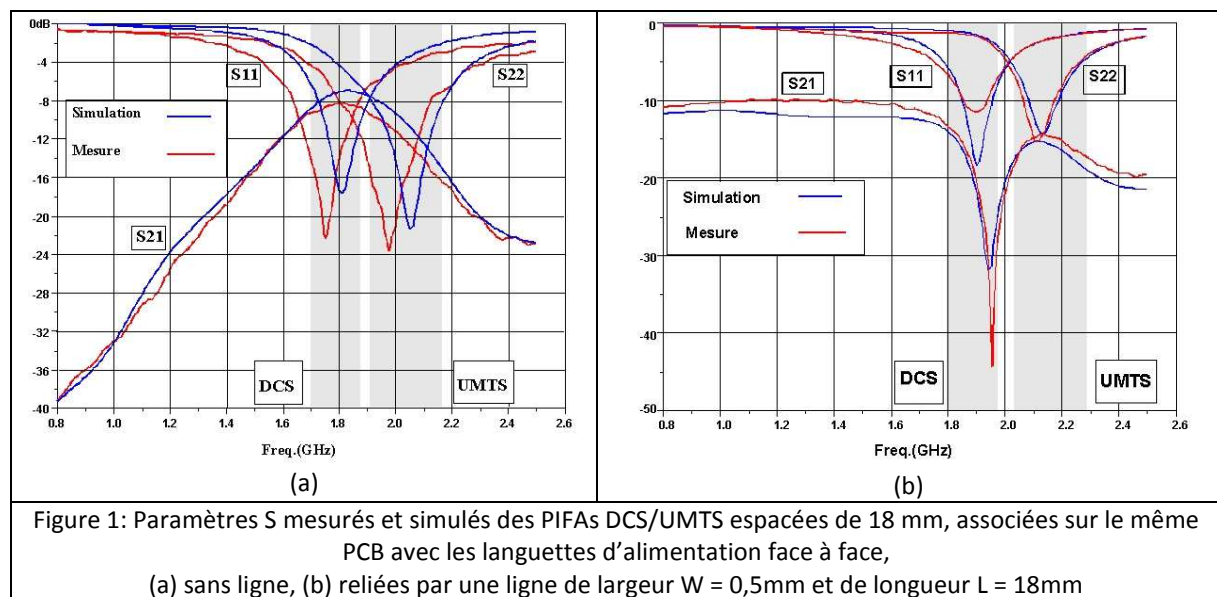
Nous sommes ainsi partis d'un système à deux PIFAs positionnées sur un même PCB, espacées d'une distance d égale à 18 mm (soit $0,11 \lambda_0$) et pour laquelle les deux languettes d'alimentation se font face. Dans cette configuration et sans ligne de neutralisation, une isolation maximale de l'ordre de -7 dB (Figure 1a) et une efficacité totale (mesurée à l'aide d'une méthode utilisant une Wheeler Cap) maximale inférieure à 80% dans les deux bandes sont obtenues. Nous précisons que la procédure suivie pour toutes les mesures présentées dans cette partie a été la suivante : seul, un port a été alimenté à la fois pendant que l'autre était chargé par 50Ω . Ainsi, une mauvaise isolation des ports d'alimentation implique qu'une partie de la puissance est perdue dans la charge de la seconde antenne lorsque la première est excitée.

L'insertion d'une ligne entre les languettes d'alimentation des deux PIFAs, permet d'améliorer grandement l'isolation puisqu'elle est maintenant supérieure à -15 dB sur les deux bandes avec une valeur maximale autour de 1,95 GHz de l'ordre de -31 dB en simulation et -45 dB en mesure (Figure 1b). Cette amélioration de l'isolation a permis d'augmenter l'efficacité totale du système qui est dorénavant supérieure à 90% dans les deux bandes.

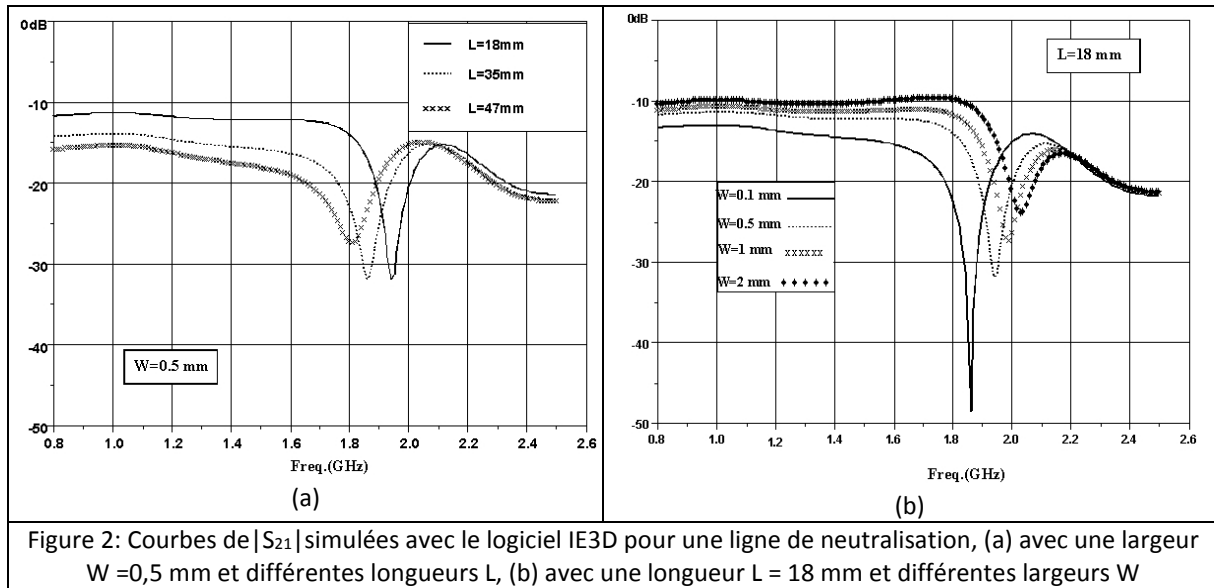
Ceci peut s'expliquer facilement à l'aide des Équations 1 et 2 :

$$\eta_{tot1} = \eta_{ray1}(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (\text{Équation 1})$$

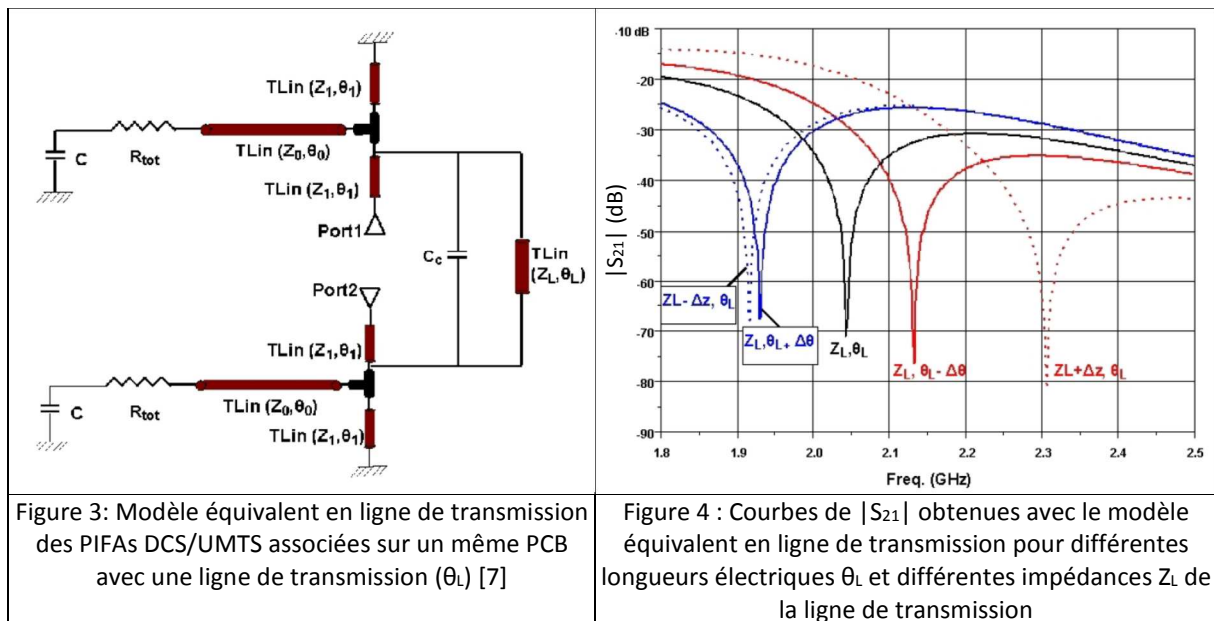
$$\eta_{tot2} = \eta_{ray2}(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) \quad (\text{Équation 2})$$



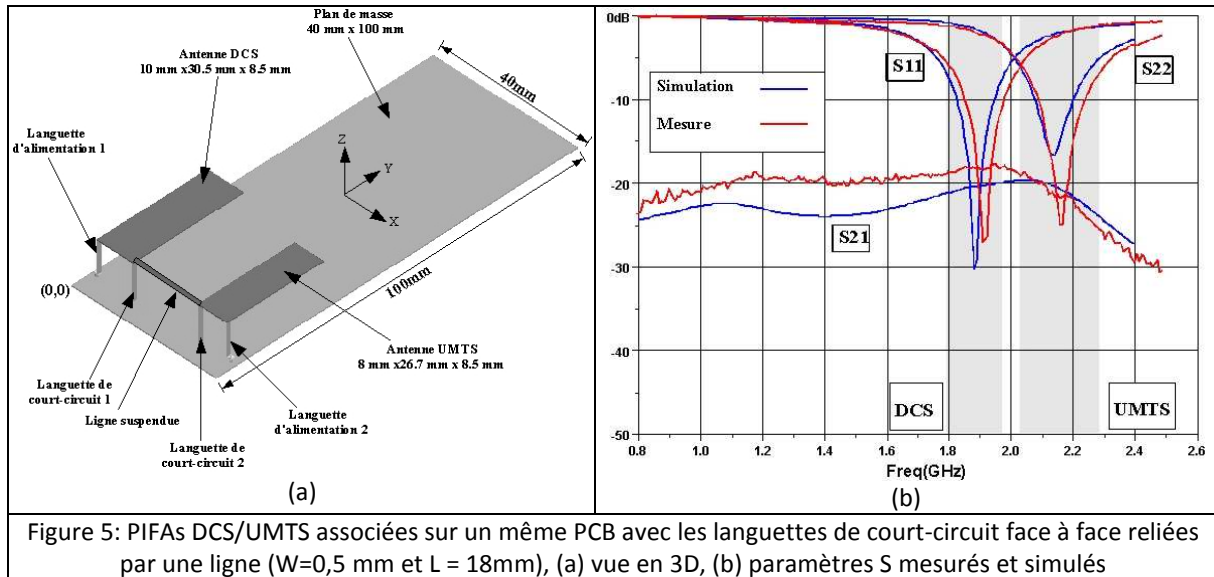
D'autre part, nous observons bien l'obtention d'un comportement de type « filtre réjecteur », dont la position du creux d'annulation peut être réglée grâce aux dimensions de la ligne (Figure 2).



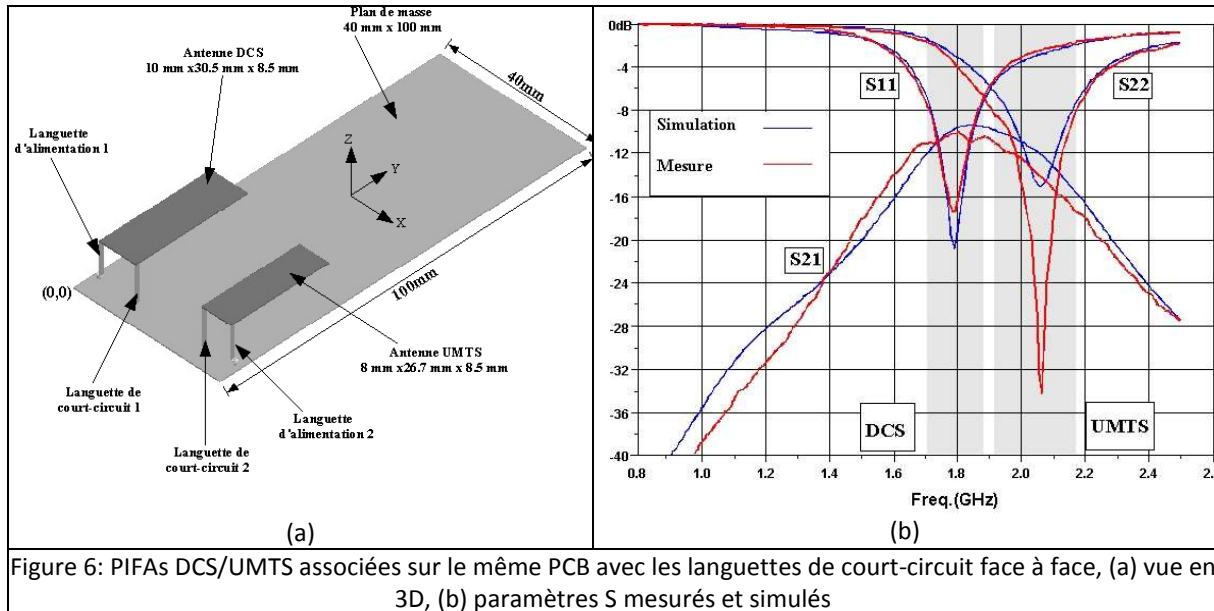
Ce résultat a été confirmé par une modélisation de notre système par un modèle de type ligne de transmission inspiré de [7] (Figure 3). Nous pouvons ainsi voir Figure 4 que la position du minimum du $|S_{21}|$ peut être ajustée en modifiant les dimensions de la ligne (largeur et/ou longueur).



Toutefois, nous pouvons remarquer que compte tenu de la forme obtenue pour la courbe du $|S_{21}|$, l'amélioration apportée par la ligne ne peut pas être aussi importante simultanément dans les deux bandes considérées. Ceci nous a menés à proposer une autre configuration permettant une amélioration sur une plus large de bande. Elle consiste, contrairement au cas précédent, à relier cette fois, les languettes de court-circuit des deux PIFAs (Figure 5a). Nous remarquons alors que la courbe obtenue pour le $|S_{21}|$ est plus « plate » (Figure 5b). La valeur de l'isolation ainsi obtenue est maintenant de l'ordre de -20 dB sur l'ensemble des deux bandes, ce qui est acceptable pour des applications de téléphonie mobile [3].



Si l'on compare à la valeur initiale de ce paramètre sans la ligne (Figure 6a), on constate une amélioration de l'ordre de -10 dB (Figure 6b).



En ce qui concerne l'efficacité totale, nous obtenons également des niveaux comparables à ceux obtenus avec la configuration précédente. En effet, on constate une amélioration de l'ordre de 10% dans les deux bandes (Figure 7).

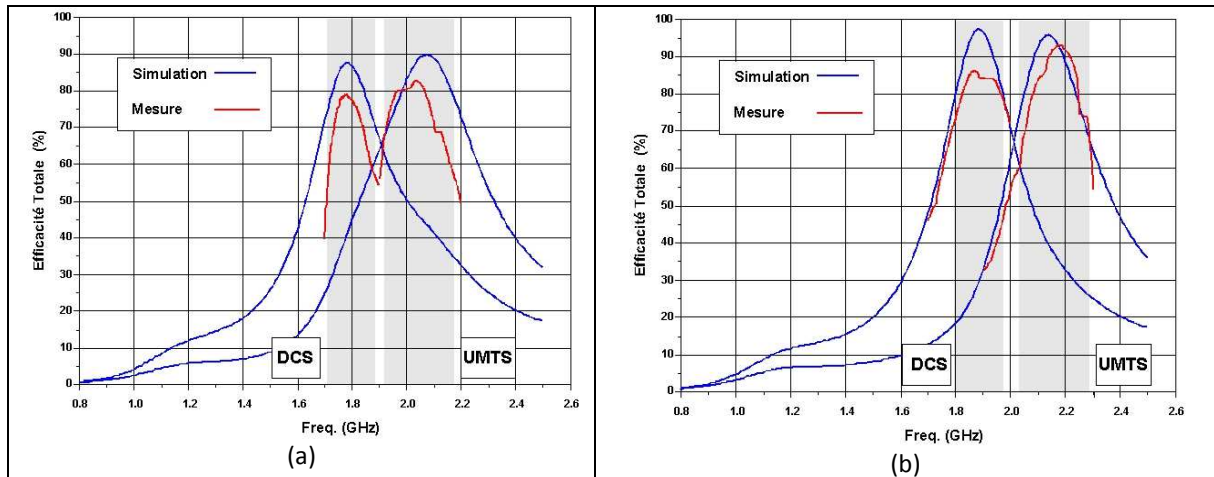
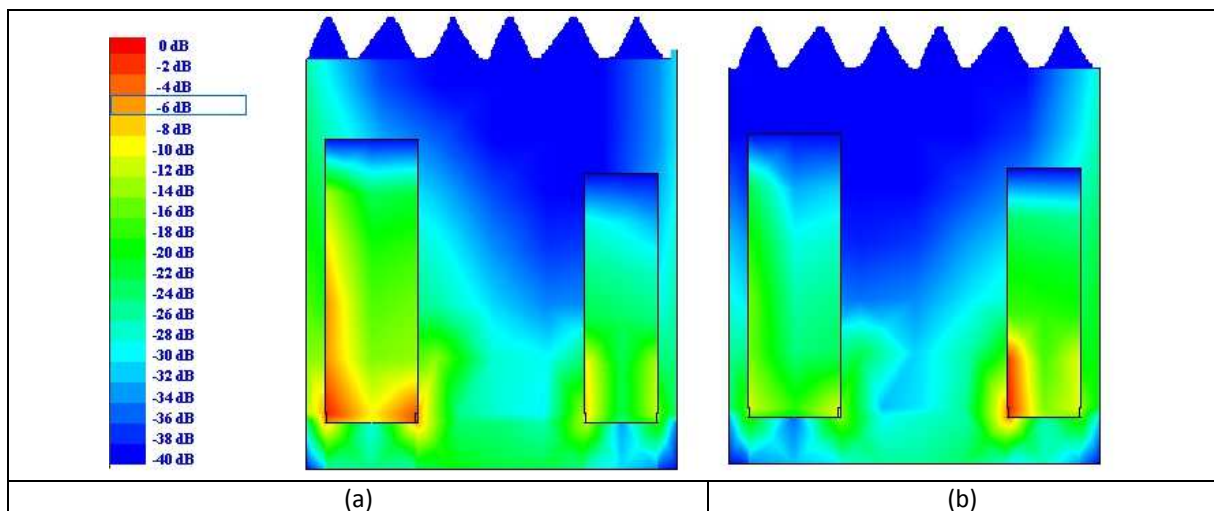
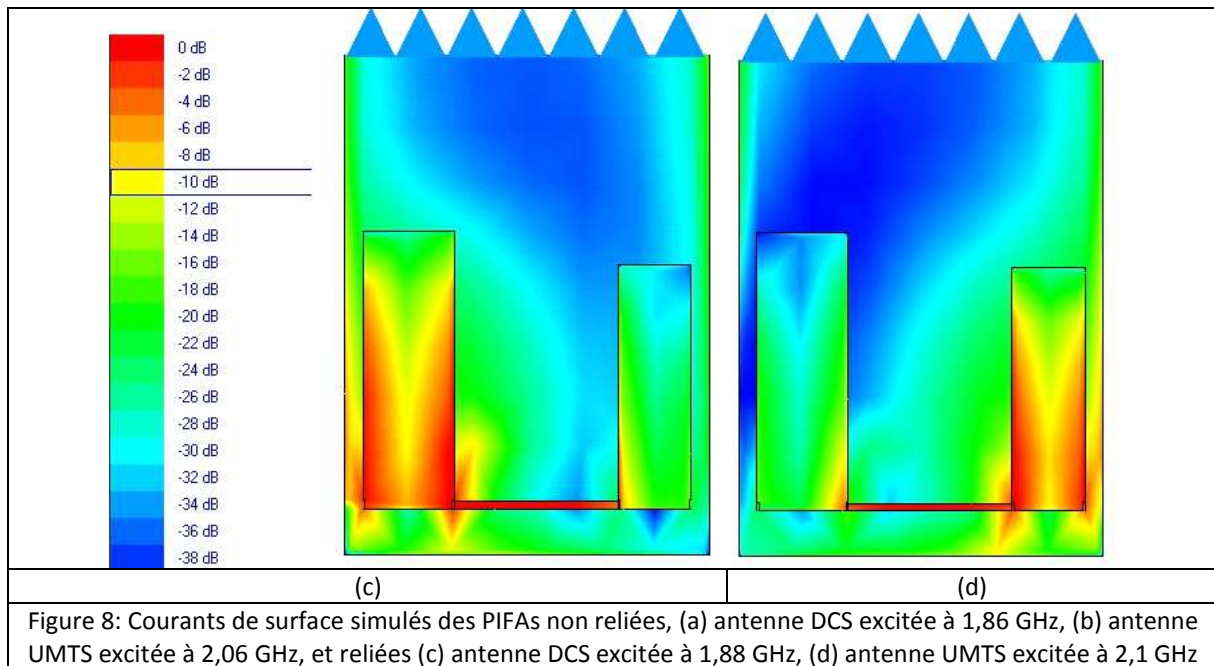


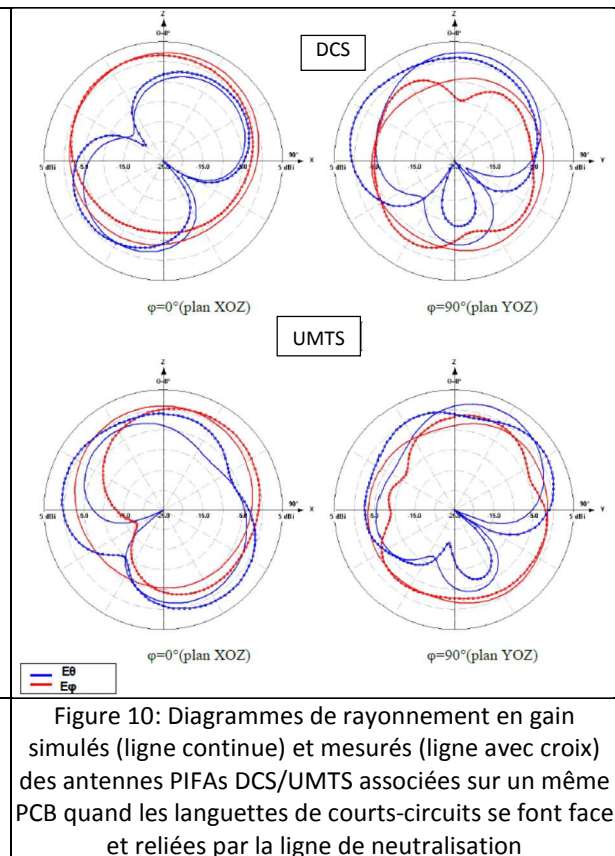
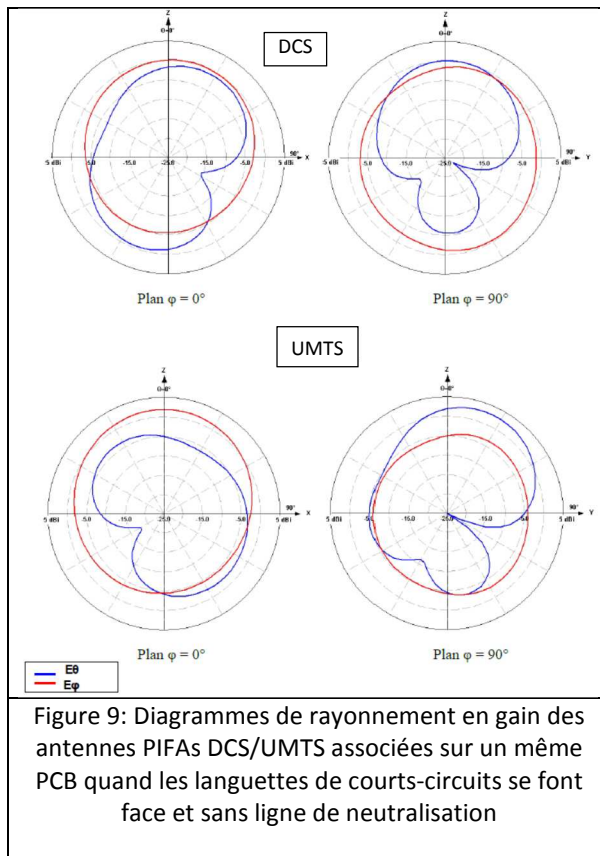
Figure 7: Efficacité totale mesurée et simulée des PIFAs DCS/UMTS associées sur un même PCB avec les languettes de court-circuit face à face, (a) sans ligne, (b) reliées par une ligne de largeur $W = 0,5$ mm et de longueur $L = 18$ mm

L'observation de la répartition des courants de surface avec et sans ligne, nous permet de constater tout d'abord que la présence de la ligne n'atténue pas le couplage entre les éléments rayonnants et d'autre part, que la densité des courants sur la ligne est forte mais est dirigée en direction du résonateur non alimenté et non en direction de son port d'alimentation (Figure 8). C'est la raison pour laquelle l'isolation s'en trouve améliorée.





Ceci implique que les deux antennes et la ligne participent au rayonnement total du système. Cependant, la comparaison des diagrammes de rayonnement des systèmes avec et sans de ligne neutralisation montre que cette dernière ne modifie que très peu la forme du diagramme (Figures 9 et 10). Si l'on s'intéresse à la valeur du gain on observe que celui-ci passe de 0 à 2dB dans le plan $\varphi=0^\circ$ pour la polarisation principale dans la bande DCS, alors que dans la bande UMTS dans ce même plan, il subit une légère diminution passant de 2,3 à 2dB.



Nous avons voulu ensuite tester cette solution sur un cas plus contraignant : celui d'un système comportant une antenne bibande GSM/DCS et une antenne UMTS toutes deux montées sur un PCB de dimensions égales à 40x100 mm² et seulement espacées de 1 mm (Figure 11).

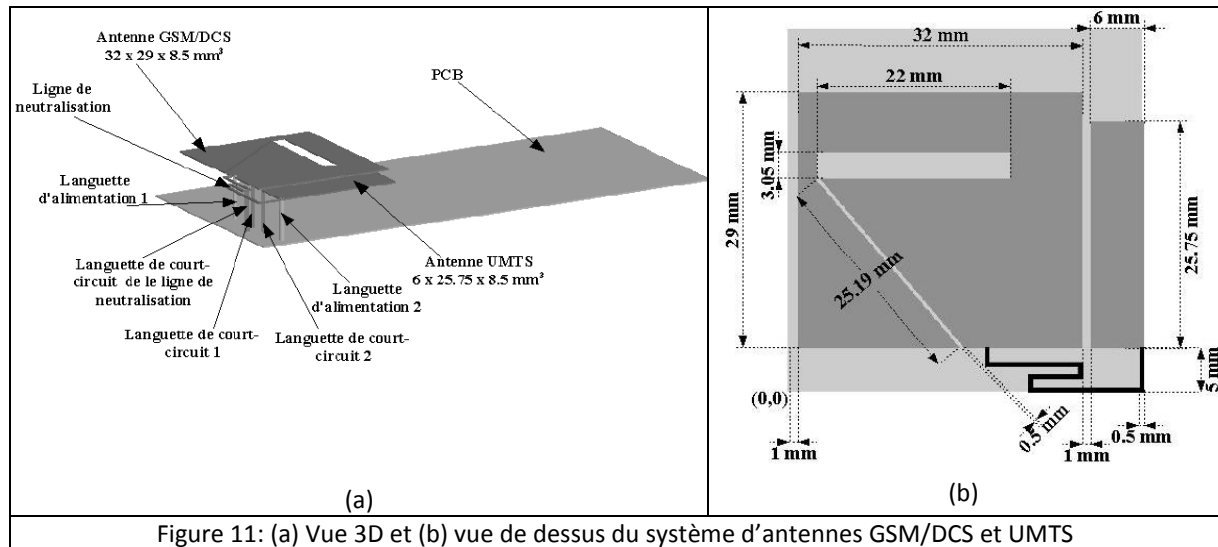


Figure 11: (a) Vue 3D et (b) vue de dessus du système d'antennes GSM/DCS et UMTS

Ici encore, l'insertion d'une ligne de forme plus complexe a permis d'améliorer sensiblement l'isolation dans les bandes hautes mais au détriment de celle de la bande basse (Figures 12 et 13).

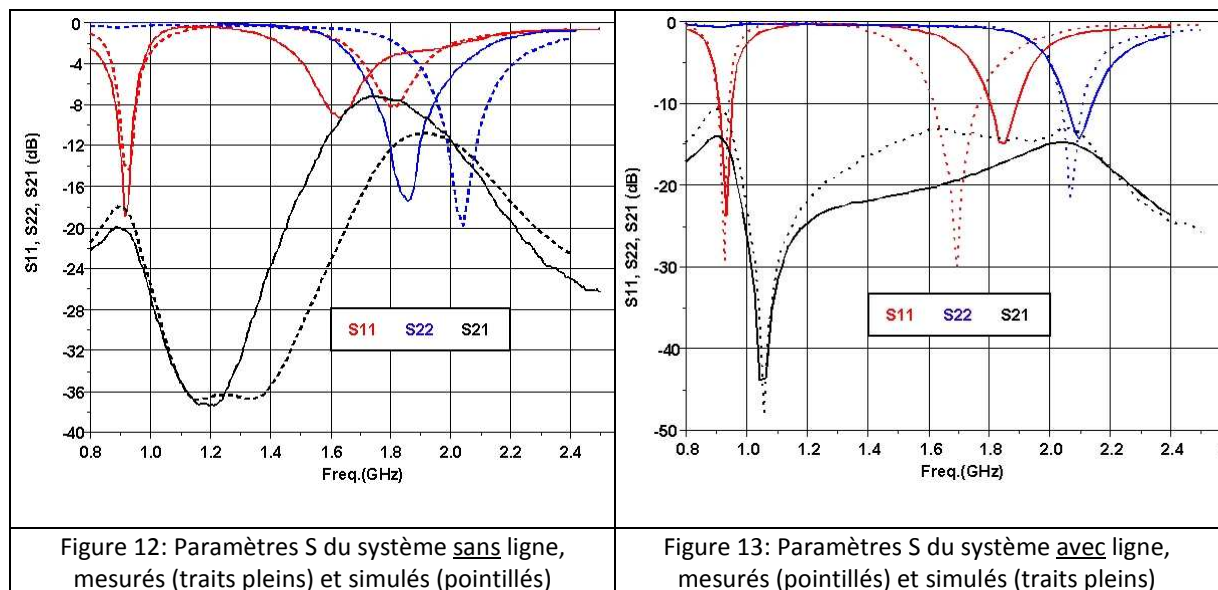
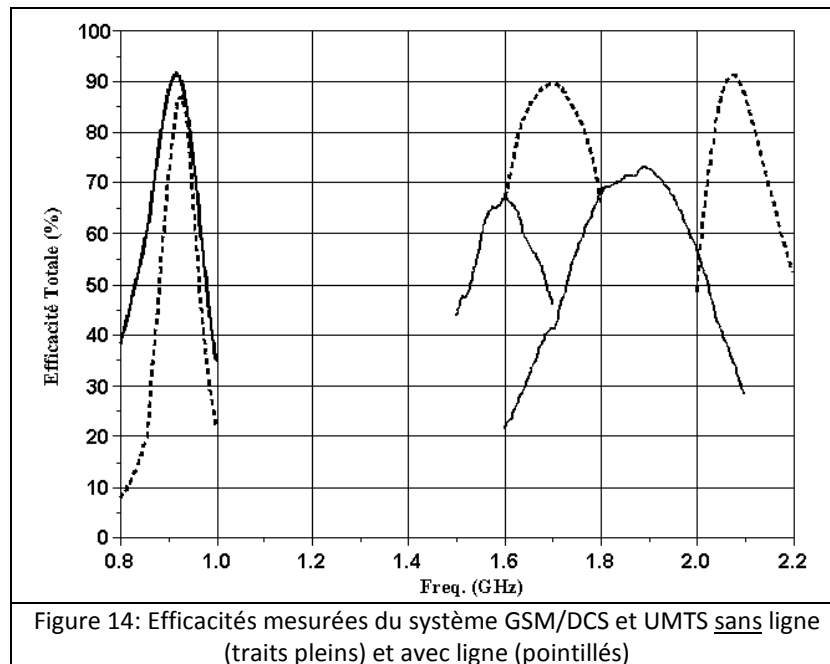


Figure 12: Paramètres S du système sans ligne, mesurés (traits pleins) et simulés (pointillés)

Figure 13: Paramètres S du système avec ligne, mesurés (pointillés) et simulés (traits pleins)

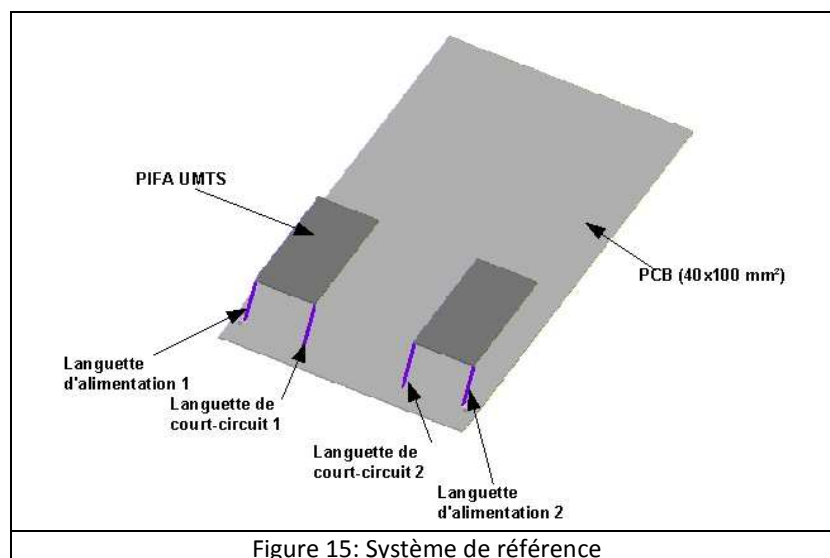
Ceci est confirmé par les mesures de l'efficacité totale (Figure 14). Ainsi, nous pouvons encore constater une très nette amélioration de l'efficacité dans les bandes DCS et UMTS grâce à l'ajout de la ligne, et ce malgré une diminution de celle-ci dans la bande GSM, où elle reste malgré tout supérieure à 80%.



2.2.2 Systèmes multi-antennes pour la diversité et le MIMO

Après avoir validé l'efficacité de cette solution sur des antennes fonctionnant dans des standards différents, nous avons voulu l'éprouver sur des antennes travaillant dans la même bande de fréquence pour des applications de type diversité ou MIMO. Nous avons opté pour le standard UMTS qui était susceptible d'être utilisé pour de telles applications au niveau du terminal mobile.

Pour cela, nous avons tout d'abord conçu un système de référence composé de deux antennes PIFAs placées sur un PCB ayant les mêmes dimensions que précédemment (Figure 15).



L'isolation obtenue dans ces conditions est de -8dB dans la bande utile, ce qui est insuffisant si l'on désire un système ayant des performances satisfaisantes en diversité et en MIMO [3]. Nous avons donc testé les deux configurations précédemment utilisées, à savoir l'insertion de la ligne entre les courts-circuits et entre les languettes d'alimentation. La Figure 16 présente les efficacités simulées et mesurées des 3 systèmes. Nous pouvons observer que dans les deux cas, l'apport de la ligne permet

une augmentation de l'efficacité sur toute la bande UMTS supérieure ou égale à 10% par rapport au système de référence.

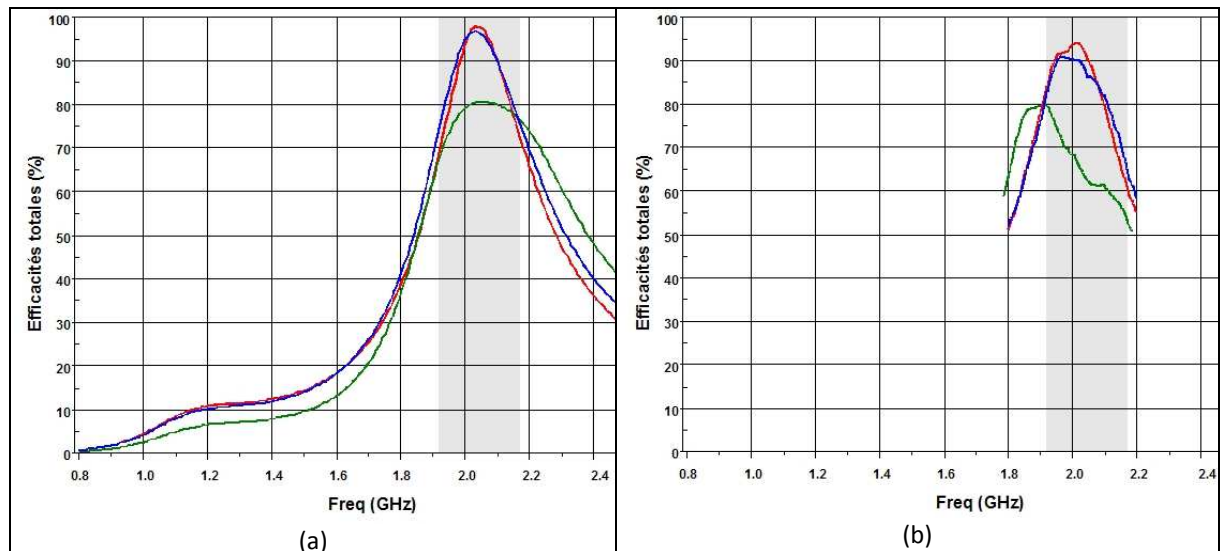


Figure 16: Efficacités totales simulées (a) et mesurées (b) du système de référence (vert), avec la ligne entre les courts-circuits (bleu) et avec la ligne entre les alimentations (rouge)

Pour évaluer les limites de cette technique, nous l'avons enfin utilisée sur un système à quatre antennes UMTS positionnées sur un même PCB ayant des dimensions identiques (Figure 17) et où elle a de nouveau montré son efficacité [8].

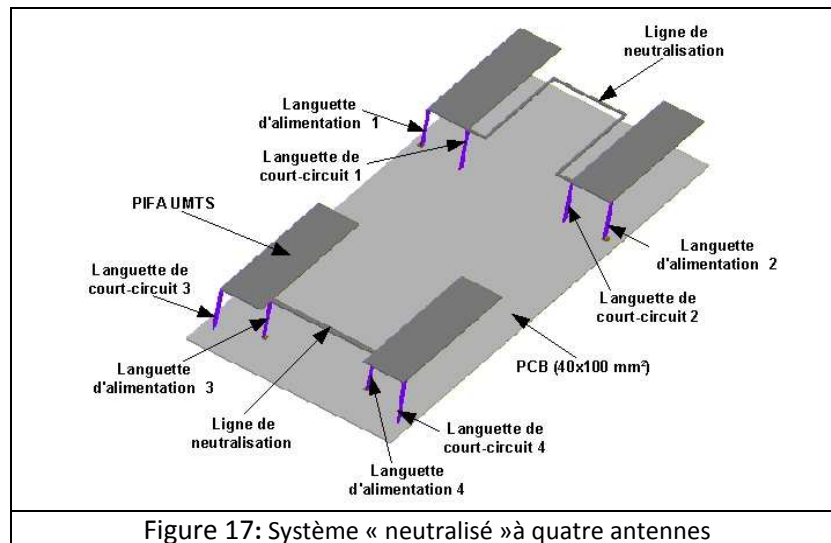


Figure 17: Système « neutralisé » à quatre antennes

Nous avons voulu ensuite évaluer les performances de ces divers systèmes à l'aide des paramètres ad hoc pour des applications en diversité et en MIMO. Parmi ces paramètres, nous pouvons citer :

- l'enveloppe de corrélation ρ_e : elle traduit l'indépendance des signaux à évanouissements reçus par les antennes placées dans un environnement donné. Elle peut être déterminée de différentes façons. Nous présentons tout d'abord, l'expression obtenue à partir des diagrammes de rayonnement (Équation 3), en considérant pour les applications qui nous intéressent, un environnement multi-trajets uniforme où tous les signaux reçus par les antennes peuvent avoir toutes les polarisations et tous les angles d'arrivée mais également pour simplifier un système à deux éléments.

$$\rho_e = \frac{\left(\oint (E_{\theta 1}(\Omega)E_{\theta 2}^*(\Omega) + E_{\varphi 1}(\Omega)E_{\varphi 2}^*(\Omega)) d(\Omega) \right)^2}{\oint (G_{\theta 1}(\Omega) + G_{\varphi 1}(\Omega)) d(\Omega) \cdot \oint (G_{\theta 2}(\Omega) + G_{\varphi 2}(\Omega)) d(\Omega)} \quad (\text{Équation 3})$$

où $G_\theta = E_\theta(\Omega)E_\theta^*(\Omega)$, avec $E_\theta(\Omega)$ le champs électrique complexe orienté selon θ , idem pour G_φ selon φ , les indices 1 et 2 représentant le numéro des antennes.

Cependant, cette méthode s'avère fastidieuse car elle requiert le traitement d'un nombre important de données. C'est pourquoi une méthode simplifiée utilisant les paramètres S (Équation 4) a été introduite [9], [10].

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{12}|^2 - |S_{22}|^2)} \quad (\text{Équation 4})$$

Son utilisation nécessite cependant la prise en compte de certaines précautions :

- lorsqu'une des antennes est alimentée, l'autre est chargée par une impédance de référence (traditionnellement 50 Ω), [11]

- le système mesuré est une structure sans pertes donc à très forte efficacité rayonnée et présentant un couplage mutuel entre éléments faible [12], [13].

On considère généralement qu'une bonne indépendance (ou diversité) des signaux reçus sur chaque antenne est obtenue lorsque ρ_e est inférieure à 0,5 [14], sachant qu'elle vaut 0 dans le cas idéal. Les mesures effectuées sur nos systèmes et dont certains résultats seront montrés plus loin, ont donné dans tous les cas étudiés des valeurs inférieures à 0,05.

- *le gain effectif moyen (MEG)* : il représente la puissance reçue par chacune des antennes, sachant que pour un système performant en diversité, il est important que chaque signal reçu par ces antennes ait la même puissance moyenne (Équation 5 donnée par [15]).

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{1+XPR} G_\varphi(\Omega) P_\varphi(\Omega) \right) d\Omega \quad (\text{Équation 5})$$

avec dans un environnement multi-trajets uniforme, $P_\theta(\Omega)$ et $P_\varphi(\Omega)$, les composantes des densités de distributions des angles d'arrivées telles que $P_\theta(\Omega) = P_\varphi(\Omega) = 1/4\pi$ et le taux de polarisation croisée $XPR = \frac{P_V}{P_H} = 1$ où P_V et P_H sont respectivement les puissances incidentes moyennes des composantes polarisées verticalement et horizontalement de l'onde incidente.

- *le gain de diversité (DG) et le gain de diversité du système (DSG)* : le DG quantifie l'amélioration du rapport signal sur bruit (SNR) des signaux combinés (dans notre cas par la méthode de combinaison par sélection (SC)) par rapport à celui reçu sur une antenne seule. Il est obtenu en traçant la fonction de répartition de chacune des antennes et du signal combiné. La fonction de distribution (CDF) d'un canal de type Rayleigh (correspondant à un environnement multi-trajets uniforme) est donnée par l'Équation 6 :

$$P(\gamma \leq x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \right) \quad (\text{Équation 6})$$

où Γ est le SNR moyen, γ le SNR instantané et $P(\gamma \leq x)$ la probabilité d'avoir un SNR en dessous du seuil x .

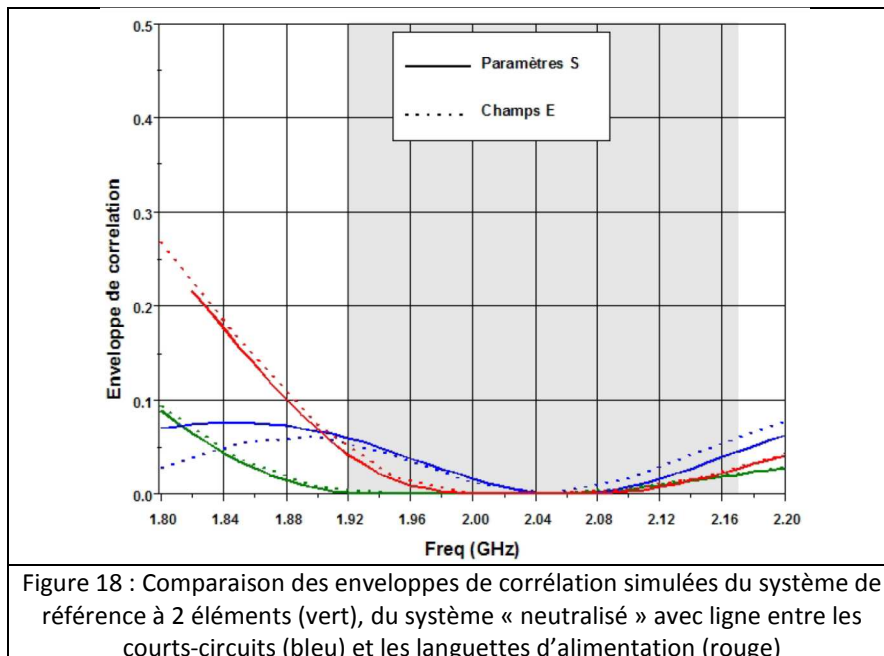
En général, le DG est calculé lorsque $P(\gamma \leq x)$ vaut 1% (soit 99% de fiabilité). Toutefois, ce paramètre n'est significatif que si toutes les antennes ont une efficacité totale égale à 100% ce qui n'est pas le cas

en réalité. On lui préférera plutôt le DSG qui lui tient compte de l'efficacité totale de chacune des antennes et qui est défini, en supposant que toutes les antennes sont identiques, par l'Équation 7 :

$$DSG = \eta_{tot} \cdot DG \quad (\text{Équation 7})$$

où η_{tot} est l'efficacité totale de la meilleure antenne du système.

Ces différents paramètres ont pu être calculés grâce à des codes de calcul développés par Aliou Diallo. Nous présentons par exemple Figure 18, une comparaison entre les enveloppes de corrélation simulées des différents systèmes présentés. Nous observons peu de différences entre les courbes issues des calculs prenant en compte les paramètres S et ceux obtenus à partir des valeurs des champs. Ceci montre que nos systèmes répondent aux critères énoncés plus haut. Cependant, nous observons également que les valeurs obtenues sont très inférieures à 0,5 quelle que soit la configuration. Nous verrons par la suite que cette valeur de référence pour l'enveloppe de corrélation ne sera pas la plus difficile à obtenir et ne nous permettra pas forcément de juger l'amélioration apportée par la ligne sur les performances en diversité et en MIMO de nos systèmes.



Il était donc important de pouvoir comparer ces valeurs avec des mesures. Dans un premier temps, nous avons pu mesurer nos prototypes dans un environnement multi-trajets, à savoir dans une chambre réverbérante de la compagnie Bluetest à l'institut Chalmers à Göteborg [16]. En effet, une chambre réverbérante est une cavité électromagnétique dont les champs sont brassés par des moyens mécaniques pour obtenir une distribution statistiquement isotrope et homogène. Certains paramètres explicités plus haut ont pu être mesurés pour nos différents prototypes avec et sans ligne de neutralisation et les valeurs obtenues comparées à nos résultats précédents. Il nous a également été possible d'obtenir une caractérisation de nos systèmes en présence d'un fantôme simulant la tête d'un utilisateur [17], [18]. Nous présentons dans le Tableau 1 et aux Figures 19, 20, 21 et 22, certains des résultats obtenus. Nous pouvons remarquer que dans tous les cas, les performances sont de l'ordre de 10% meilleures (voire plus pour les systèmes à quatre antennes) pour les systèmes « neutralisés ». D'autre part, on constate que la tête de l'utilisateur a peu d'influence sur la valeur du DG mais fait par contre chuter l'efficacité des antennes ce qui implique une diminution du DSG , qui nous semble donc être le paramètre le plus significatif pour quantifier les performances d'un système en diversité.

Système	DG à 1%		η_{tot} meilleure branche		DSG à 1%	
	mesure	simulation	mesure	simulation	mesure	simulation
Système de référence	8,55 dB	10,18 dB	-0,75 dB	-1 dB	7,8 dB	9,18dB
Ligne entre les alimentations	9,75 dB	10,2 dB	-0,25 dB	-0,1 dB	9,5 dB	10,1 dB
Ligne entre les courts-circuits	9,2 dB	10,2dB	-0,4 dB	-0,15 dB	8,8 dB	10,06 dB

Tableau 1: Comparaison des performances en diversité simulées et mesurées en chambre réverbérante à 2 GHz pour les systèmes à 2 éléments

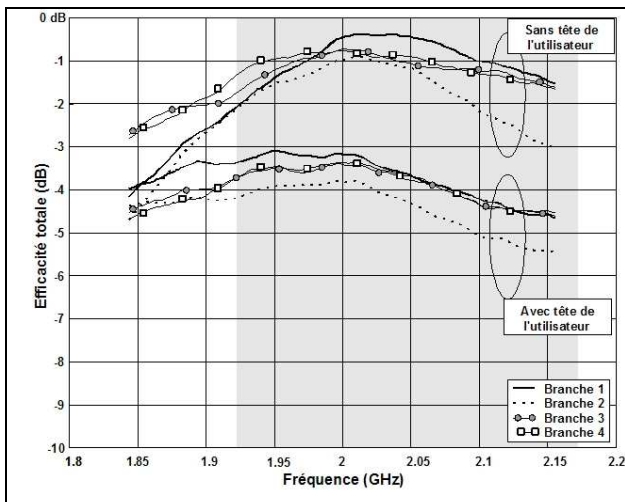


Figure 19: Efficacités totales mesurées en chambre réverbérante à 2 GHz d'un système à quatre antennes « neutralisé » avec et sans la tête de fantôme

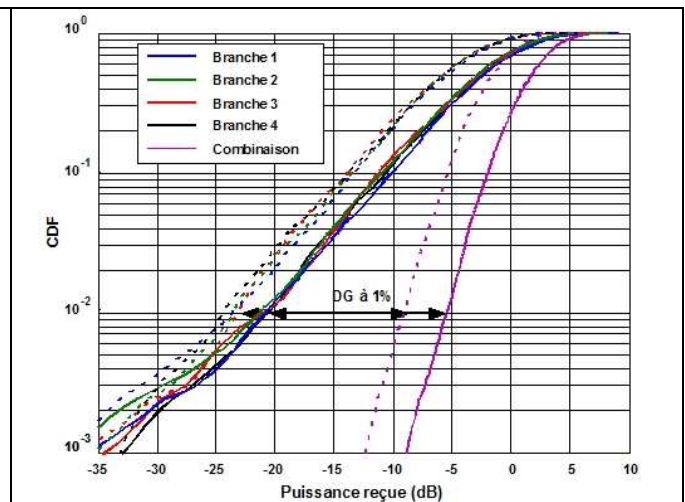


Figure 20: Courbes de probabilités cumulées (CDF) des puissances mesurées en chambre réverbérante à 2 GHz d'un système à 4 antennes « neutralisé » avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

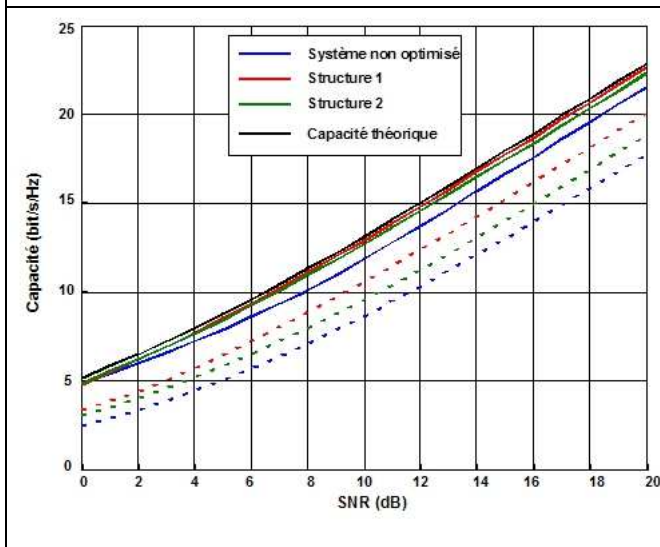


Figure 21: Capacité (bit/s/Hz) en fonction du SNR des systèmes à quatre antennes mesurés en chambre réverbérante à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

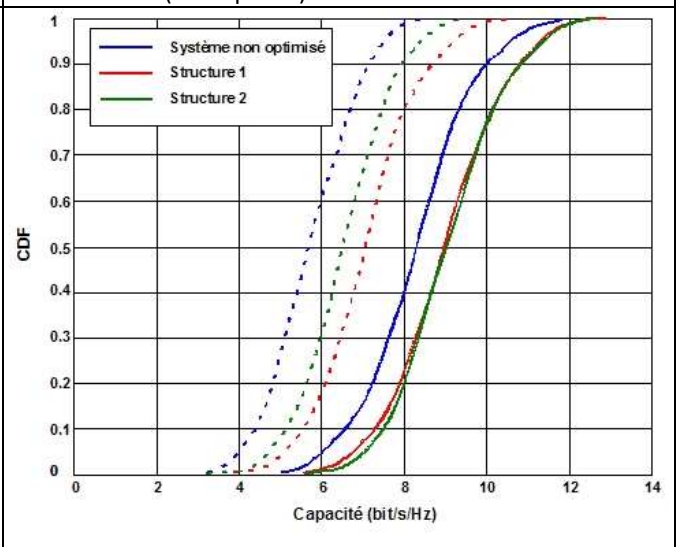


Figure 22: Courbes de probabilités cumulées (CDF) de la capacité (bit/s/Hz) des systèmes à quatre antennes mesurés en chambre réverbérante pour un SNR de 10 dB à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

D'autre part, dans le cadre d'un partenariat avec le RadioLab d'Helsinki TKK (intégré aujourd'hui dans le SMARAD de Aalto University), nous avons également pu caractériser nos systèmes en diversité

et en MIMO dans un environnement plus réaliste grâce à leur outil MEBAT. Il s'agit d'un code développé à partir d'une base de données provenant de mesures effectuées en indoor (pico-cellule) dans les bâtiments de l'Université d'Helsinki et en outdoor (micro-cellule) sur plusieurs routes dans la banlieue d'Helsinki. Pour évaluer les performances d'un système antenne, il faut au préalable fournir ses champs électriques rayonnés (simulés ou mesurés) sur toute la sphère. Il s'agit ensuite de choisir le nombre d'antennes en émission, le type d'environnement, sachant que le système évalué sera lui positionné en réception. A l'issue des calculs, est obtenue une matrice complexe du canal de propagation de dimensions $m * n * p$ avec m le nombre d'antennes à l'émission, n le nombre d'antennes en réception et p le nombre de mesures effectuées dans le temps [19]. Nous présentons dans le Tableau 2 et Figures 23 et 24, quelques résultats obtenus. Ici encore, nous pouvons constater que l'apport de la ligne de neutralisation est bénéfique quel que soit l'environnement considéré. Nous avons pu remarquer d'autre part que la probabilité d'avoir une valeur de capacité de canal donnée est plus élevée dans un environnement « indoor » que dans un environnement « outdoor » (bénéficiant de moins de réflexions), et que ces probabilités sont plus importantes avec des systèmes neutralisés.

Prototype	η_{tot} meilleure branche	Indoor		Outdoor	
		DG à 1%	DSG à 1%	DG à 1%	DSG à 1%
Système de référence à 2 antennes	-1 dB	8,63 dB	7,63 dB	7,25 dB	6,25 dB
Système « neutralisé » à 2 antennes	-0,1 dB	8,87 dB	8,77 dB	7,44 dB	7,34 dB
Système de référence à 4 antennes	-1,4 dB	13,9 dB	12,5 dB	13,75 dB	12,35 dB
Système « neutralisé » à 4 antennes	-0,22 dB	14,63 dB	14,41 dB	13,96 dB	13,74 dB

Tableau 2: Performances en diversité des systèmes multi-antennes mesurées avec l'outil MEBAT à 2,03 GHz

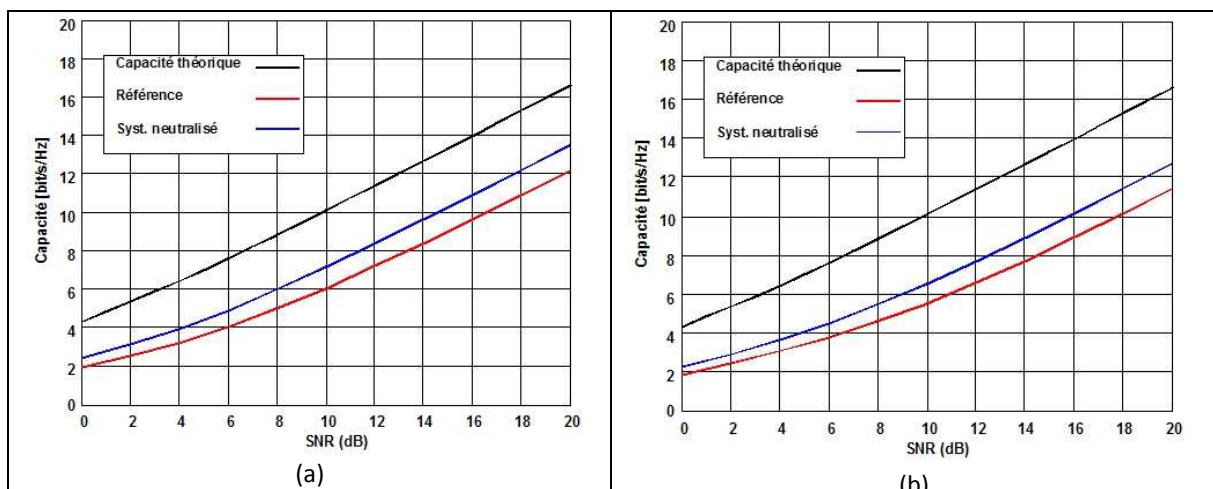
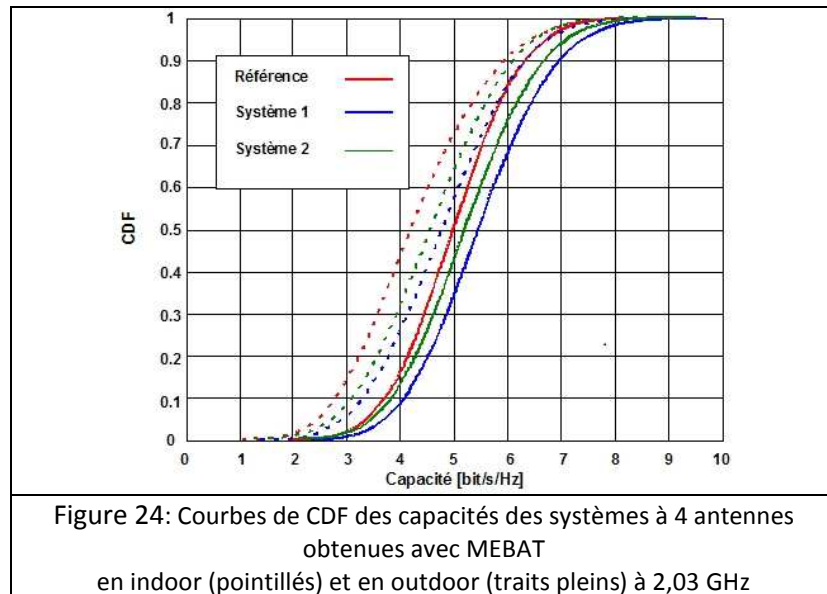


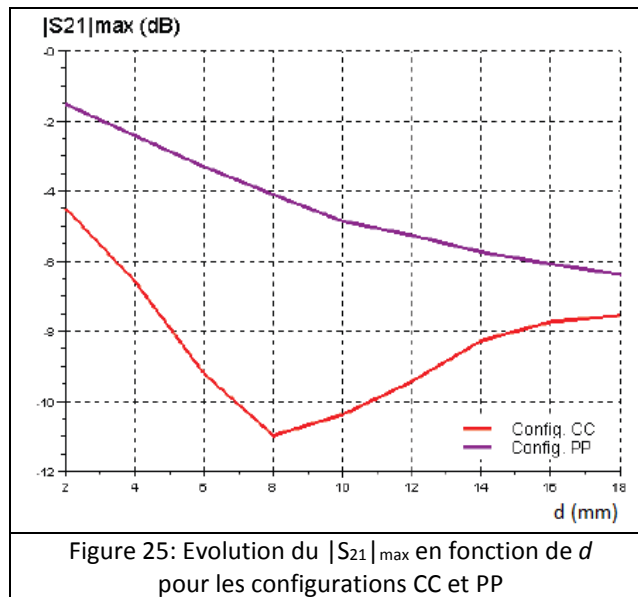
Figure 23: Comparaison des capacités en fonction du SNR des systèmes à 2 antennes obtenues avec MEBAT en indoor (a) et outdoor (b) à 2,03 GHz

Nous pouvons ainsi juger de l'intérêt d'augmenter le nombre d'éléments rayonnants puisque si l'on compare les performances d'un système à 4 antennes avec un système à 2 éléments, avec un système « neutralisé » à 2 antennes mesuré en environnement « indoor », la probabilité d'avoir une capacité supérieure ou égale à 3 bits/s/Hz est de 52%, tandis qu'elle est de 98% avec un système neutralisé à 4 antennes dans le même environnement. Ces travaux nous ont permis d'obtenir le prix du meilleur article dans la catégorie « collaboration » à la conférence Eucap 2007 [20].

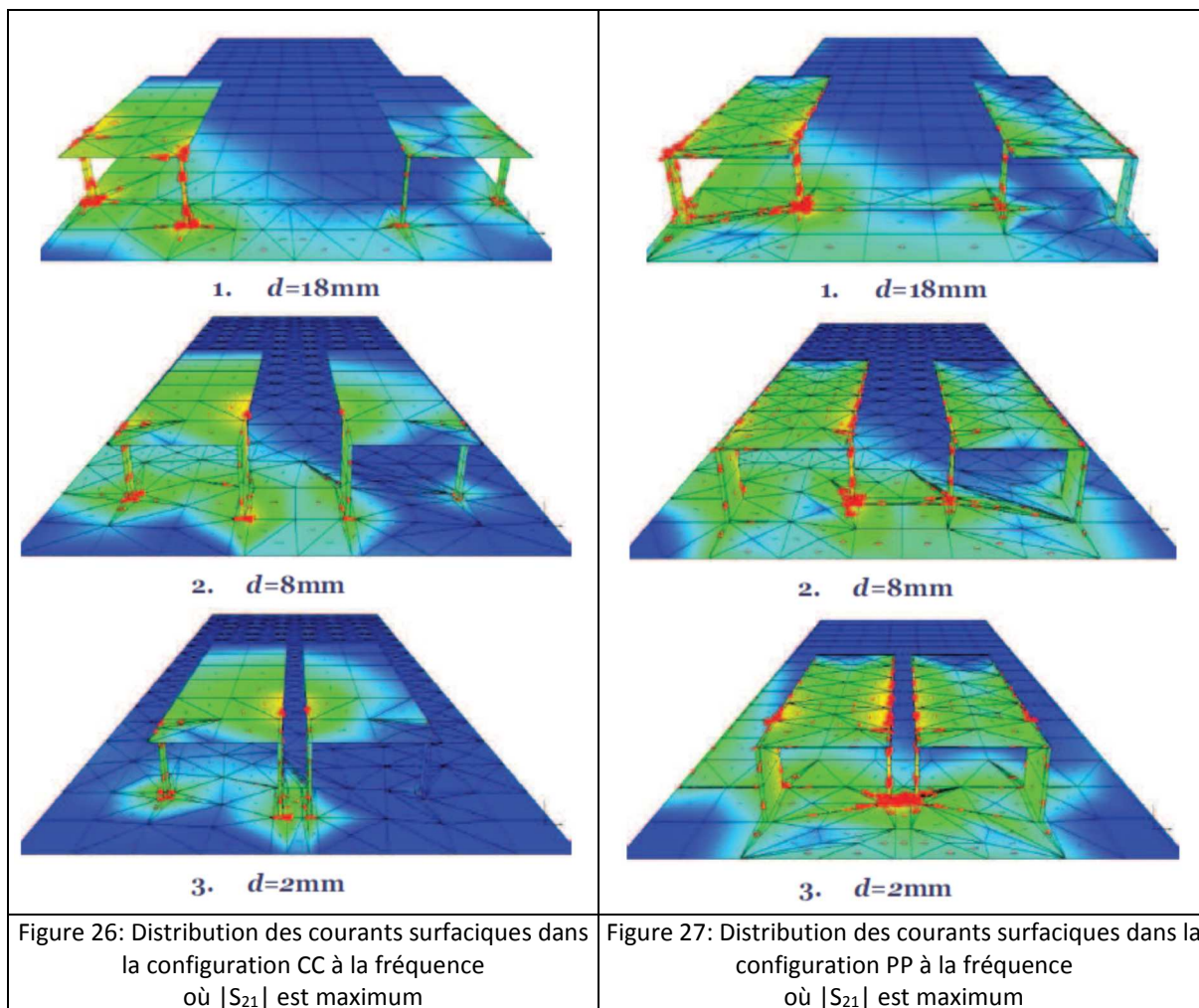


Si l'on observe maintenant les résultats obtenus en environnement multi-trajets uniforme (chambre réverbérante) et en environnement réel (MEBAT), nous constatons que les meilleures performances sont toujours obtenues dans l'environnement multi-trajets uniforme. Ceci peut s'expliquer par le fait que cet environnement bénéficie d'une distribution plus homogène des signaux. Cependant, l'amélioration constatée en % grâce aux systèmes « neutralisés » est très proches de celle obtenue en environnement réel.

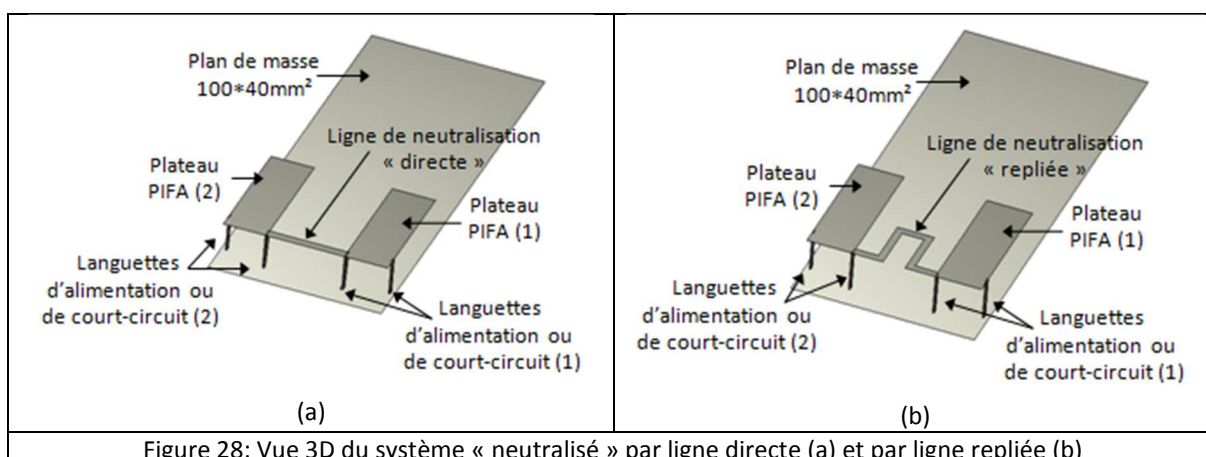
Avec la thèse d'Anissa CHEBIHI commencée en novembre 2006, nous avons cherché les limites de la technique de neutralisation pour deux antennes PIFAs optimisées pour la réception en bande UMTS rapprochées jusqu'à être quasiment co-localisées puisque séparées seulement d'une distance d égale à 2 mm soit $0,016 \lambda_0$ (à $f_0 = 2$ GHz) sur le PCB d'un téléphone mobile. Dans un premier temps, nous avons observé l'évolution du couplage entre les deux antennes pour les deux configurations sans ligne de neutralisation : CC (correspondant à celle où les languettes de court-circuit se font face) et PP (correspondant à celle où les languettes d'alimentation se font face) pour d variant de 18 à 2 mm (Figure 25).



Cette étude nous a permis d'observer une variation différente du paramètre S_{21} selon la configuration envisagée. Ainsi, lorsque les languettes de court-circuit se font face (configuration CC), nous remarquons une évolution en deux phases : la première pour d comprise entre 18 et 8 mm où la valeur maximale du couplage diminue et une seconde pour d comprise en 8 et 2 mm où la valeur maximale du $|S_{21}|$ augmente. Quant à la configuration où les languettes d'alimentation se font face (PP), la valeur du maximum du $|S_{21}|$ ne cesse d'augmenter à mesure que les deux antennes se rapprochent ce qui semble une évolution logique. La visualisation des courants de surface pour ces deux configurations (Figures 26 et 27), confirme ces tendances. En effet, c'est pour la configuration CC que les systèmes présentent une densité de courants moindre sur le plan de masse ainsi qu'un couplage entre antennes le plus faible. Pour la configuration PP, la plus grande proximité entre les ports d'alimentation et le fait que le plan de masse soit de dimensions finies impliquent une faible isolation entre les accès des éléments rayonnants et un fort couplage entre les antennes. Nous observons que le courant qui parcourt l'antenne alimentée, se propage également sur l'antenne adjacente ainsi que sur le plan de masse, ce qui a pour effet de faire rayonner l'ensemble de la structure et détériorer les performances en diversité du système.



Nous avons donc cherché pour chaque distance à déterminer les caractéristiques d'une ligne de neutralisation reliée soit aux languettes de court-circuit soit aux languettes d'alimentation à l'aide des deux géométries présentées à la Figure 28 pour améliorer l'isolation entre les deux ports d'alimentation.



L'ensemble des résultats obtenus est regroupé sur la Figure 29 où nous avons comparé les performances des systèmes sans ligne et « neutralisés » (seule la configuration avec ligne ayant obtenu les meilleurs résultats a été retenue).

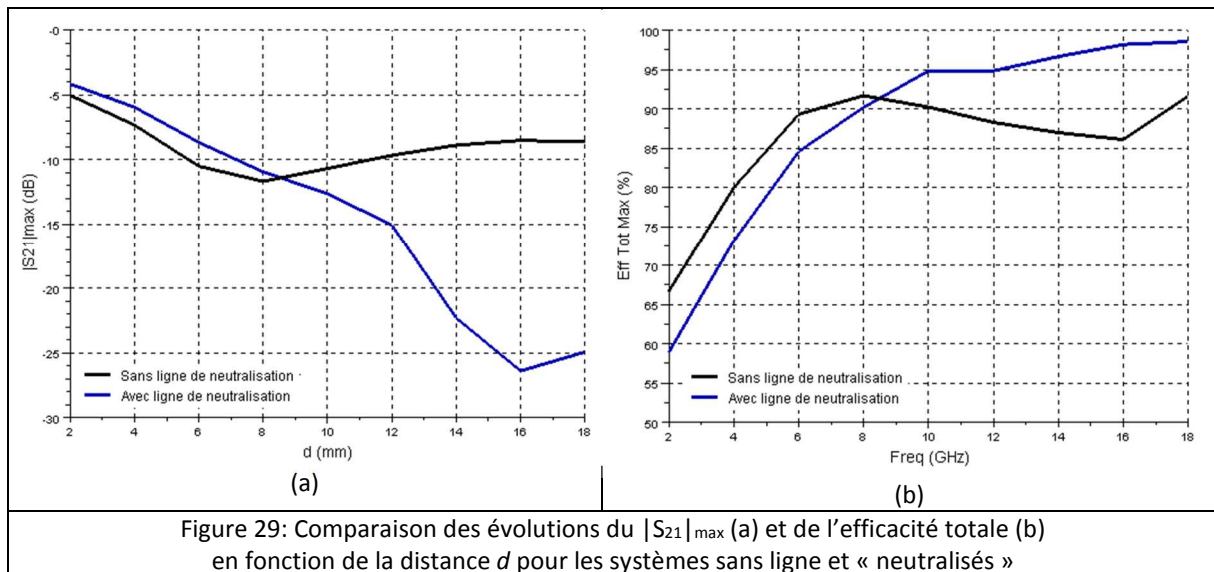


Figure 29: Comparaison des évolutions du $|S_{21}|_{\max}$ (a) et de l'efficacité totale (b) en fonction de la distance d pour les systèmes sans ligne et « neutralisés »

L'observation de ces figures nous permet de remarquer que la ligne de neutralisation reste efficace pour les valeurs de d comprises entre 18 mm ($0,128 \lambda_0$ à 2,14 GHz) et 10 mm ($0,068 \lambda_0$ à 2,14 GHz). A partir de d égal à 8 mm (soit $0,057 \lambda_0$), l'ensemble des configurations que nous avons testées pour la ligne ne nous ont pas permis d'obtenir d'amélioration par rapport aux systèmes sans ligne. Nous constatons de plus que pour les distances égales à 8 et 6 mm, l'isolation reste inférieure à -10 dB ce qui implique des valeurs d'efficacité totale importantes car supérieures ou égales à 89%. Pour les valeurs de d inférieures ou égales à 6 mm, nous avons cherché à proposer une nouvelle configuration de ligne permettant une augmentation de l'isolation. Pour cela, nous avons tout d'abord analysé la répartition des courants sur le système séparé de 4 mm (Figure 30), car celui-ci dispose d'une efficacité totale inférieure à 80% ce qui est relativement faible compte tenu du fait que l'adaptation de ces antennes est correcte et que l'efficacité rayonnée est supérieure à 90%. Nous remarquons ainsi que la densité des courants est plus faible sur le PCB et au niveau de l'antenne non-alimentée pour le système « neutralisé », ce qui signifie que la ligne joue quand même son rôle. Par contre, nous observons également que la densité des courants est plus importante sur le plateau de l'antenne non-alimentée pour le système avec la ligne, accentuée d'autant plus que la largeur de la ligne est égale à seulement 0,3 mm. Il existe donc une zone de fort couplage entre les plateaux des antennes créée par leur proximité et la présence de la ligne. L'obtention d'une meilleure isolation des ports d'alimentation des antennes n'a pu donc être envisagée qu'en évitant cette position pour la ligne.

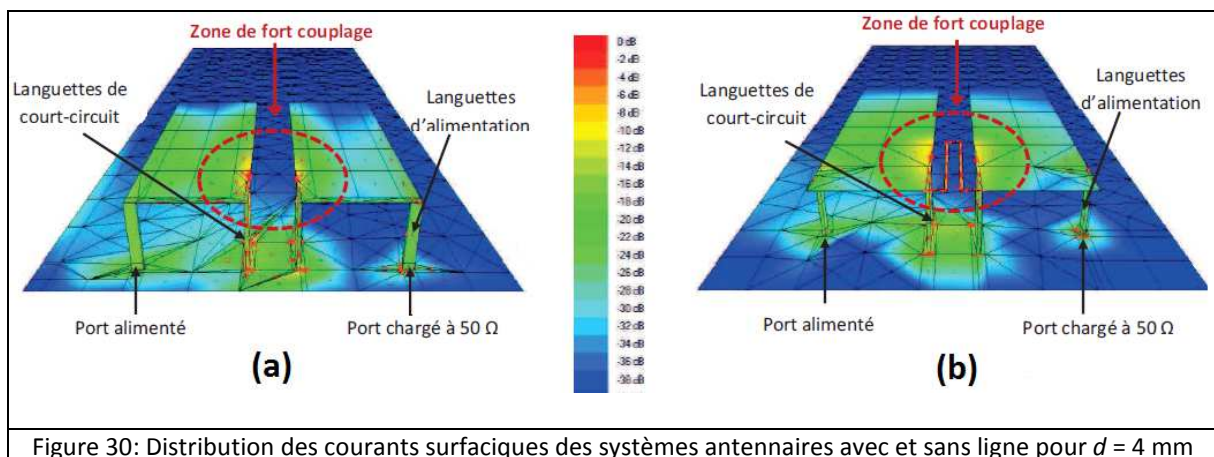


Figure 30: Distribution des courants surfaciques des systèmes antennaires avec et sans ligne pour $d = 4$ mm

Nous nous sommes donc orientés vers une autre approche qui a consisté à rajouter des lignes verticales parallèles aux languettes d'alimentation et repliées du côté extérieur à chaque plateau (Figure 31).

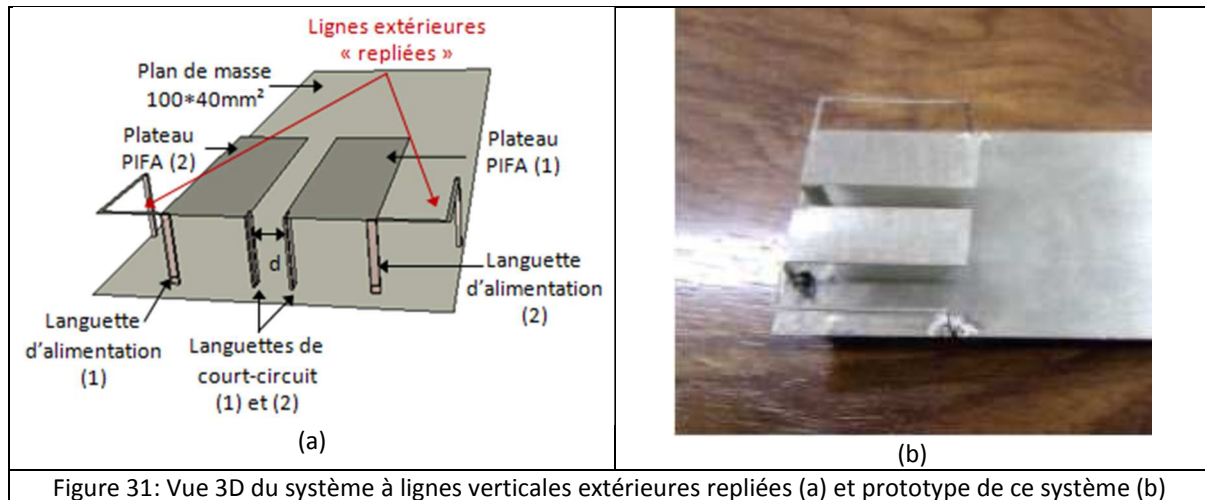


Figure 31: Vue 3D du système à lignes verticales extérieures repliées (a) et prototype de ce système (b)

Cette nouvelle solution nous a permis d'améliorer les performances de ces systèmes antennaires notamment pour le cas où les antennes sont espacées de seulement 2 mm (soit $0,016 \lambda_0$). Ainsi, pour ce qui concerne l'isolation, nous avons pu observer une amélioration supérieure à 5 dB en simulation et de l'ordre de 4 dB en mesure (Figure 32). Cette progression a permis une hausse significative de l'efficacité totale du système puisque nous avons pu constater une amélioration supérieure à 20% en simulation et supérieure à 15% en mesure (Figure 33).

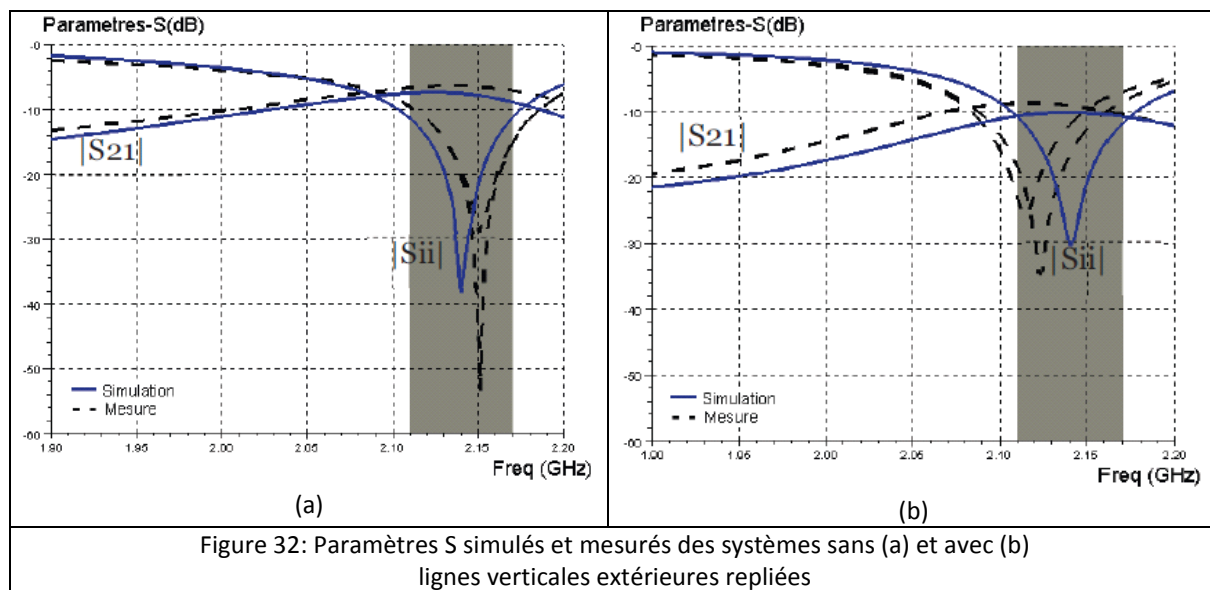
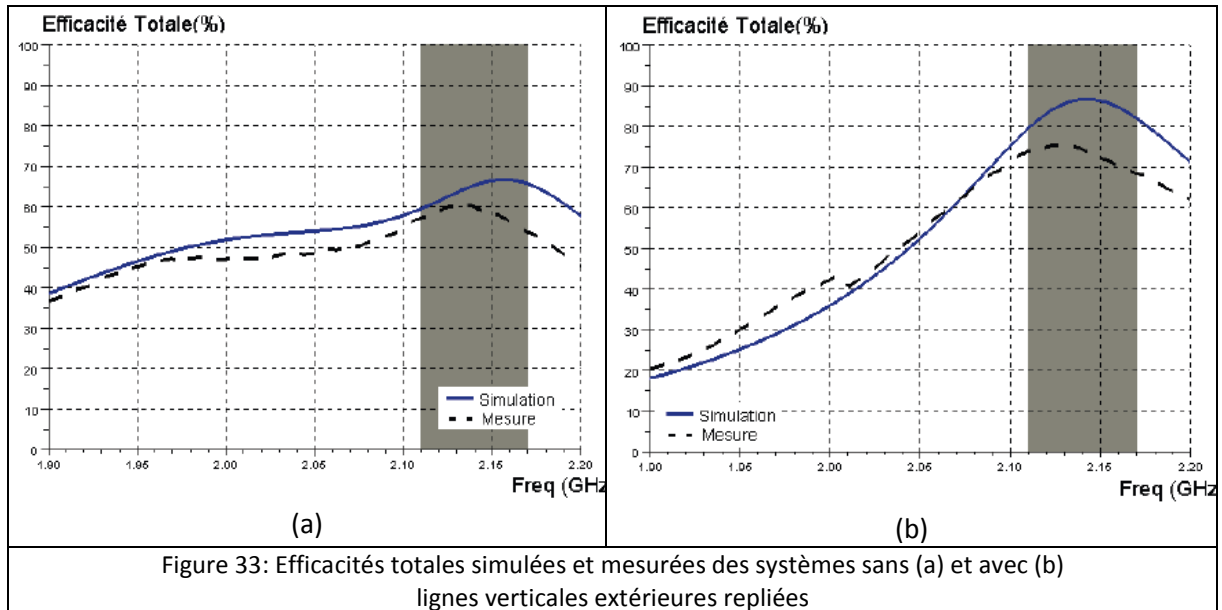
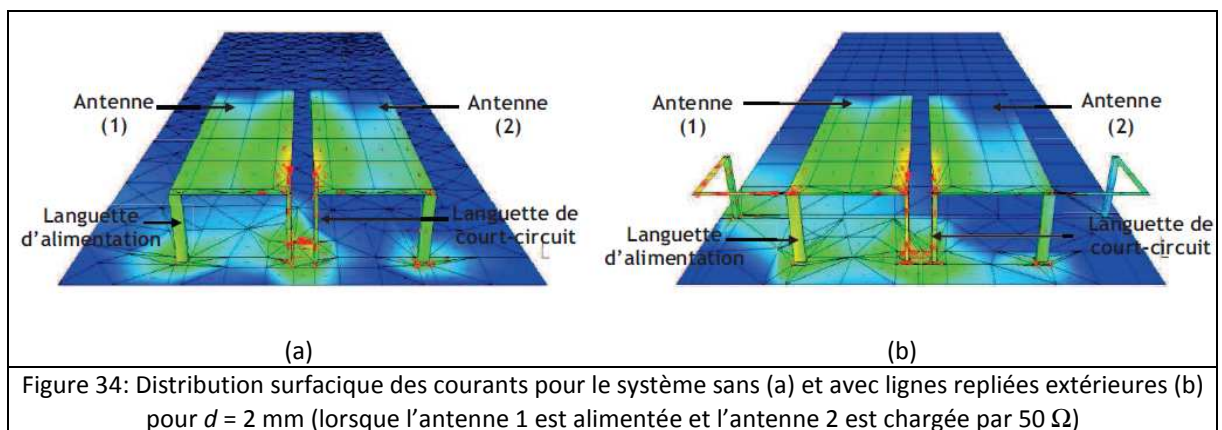


Figure 32: Paramètres S simulés et mesurés des systèmes sans (a) et avec (b) lignes verticales extérieures repliées



La comparaison de la répartition des courants de surface pour les systèmes avec et sans lignes, nous permet d'observer que la présence des lignes modifie cette répartition notamment dans la zone des languettes d'alimentation. Nous pouvons voir ainsi, que dans le cas du système non neutralisé, une partie importante du courant (flèche rouge sur la Figure 34a) va du port de l'antenne 1 vers le port de l'antenne 2) et que cette densité diminue une fois les lignes ajoutées. D'autre part, la partie droite du plateau de l'antenne 2 présente une densité plus faible en présence des lignes. L'ajout des lignes modifie donc la répartition des courants à la fois sur l'élément non-alimenté mais aussi sur le plan de masse et plus particulièrement dans la zone critique qui regroupe les languettes d'alimentation, permettant par là-même une amélioration de l'isolation entre les accès de ces antennes.



En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement, la Figure 35 représente les diagrammes obtenus pour trois systèmes différents pour une distance d égale à 2 mm : système non neutralisé, avec ligne de neutralisation reliant les courts-circuits (CC) et avec lignes extérieures.

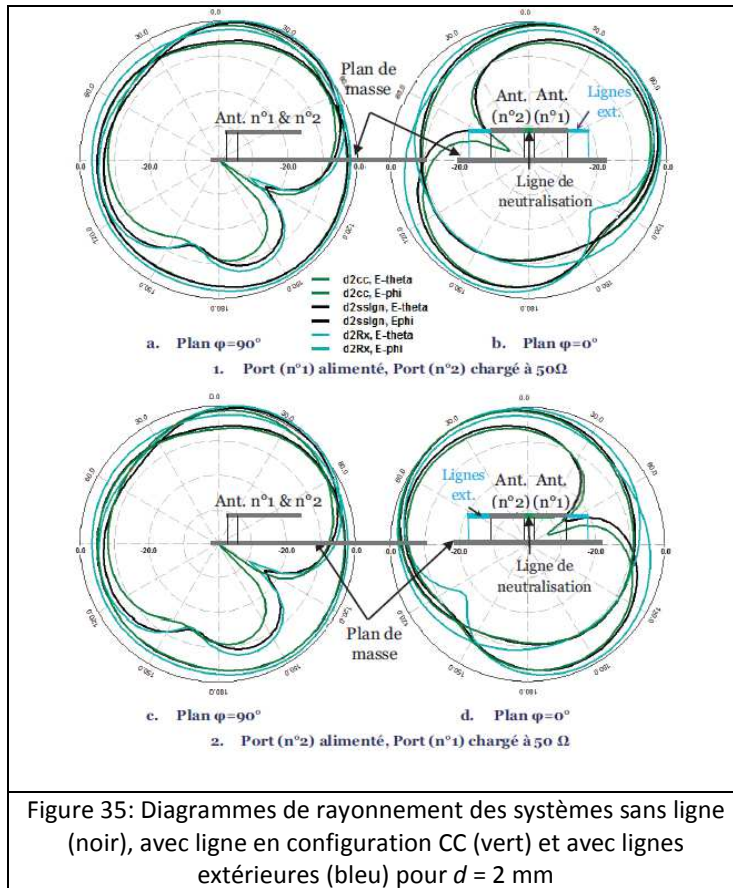


Figure 35: Diagrammes de rayonnement des systèmes sans ligne (noir), avec ligne en configuration CC (vert) et avec lignes extérieures (bleu) pour $d = 2 \text{ mm}$

Nous pouvons observer que l'ajout des lignes ne modifie que faiblement l'allure générale des diagrammes. D'autre part, le Tableau 3 confirme que les valeurs maximales des gains sont obtenues avec la configuration ayant les lignes extérieures et ce dans chacun des plans présentés.

Système	Plan $\varphi = 90^\circ$		Plan $\varphi = 0^\circ$	
	$G_\theta \text{ max}$	$G_\varphi \text{ max}$	$G_\theta \text{ max}$	$G_\varphi \text{ max}$
Avec ligne (CC)	-0,75 dBi	-2,2 dBi	-2,94 dBi	0,14 dBi
Avec lignes extérieures	1,18 dBi	1,21 dBi	-1,07 dBi	0,26 dBi
Sans ligne	0,62 dBi	-2,1 dBi	-2,54 dBi	0,18 dBi

Tableau 3 : Valeurs des gains maximums des différents systèmes antennaires pour $d=2\text{mm}$

Les Figures 36 et 37 regroupent une synthèse de certains résultats obtenus en simulation avec les différentes configurations présentées (sans ligne, CC, PP et avec lignes verticales extérieures) en fonction de la distance d séparant les antennes. Nous pouvons remarquer que dans tous les cas, les solutions apportées par les différentes lignes ont permis d'améliorer les performances des systèmes de référence, exception faite des valeurs de l'enveloppe de corrélation obtenues pour les valeurs de d supérieures à 10mm. Nous observons également clairement que les courbes d'efficacité totale et du MEG ont des évolutions similaires. Ceci montre tout l'intérêt qu'il y a à augmenter l'isolation entre les accès du système pour améliorer ses performances en diversité.

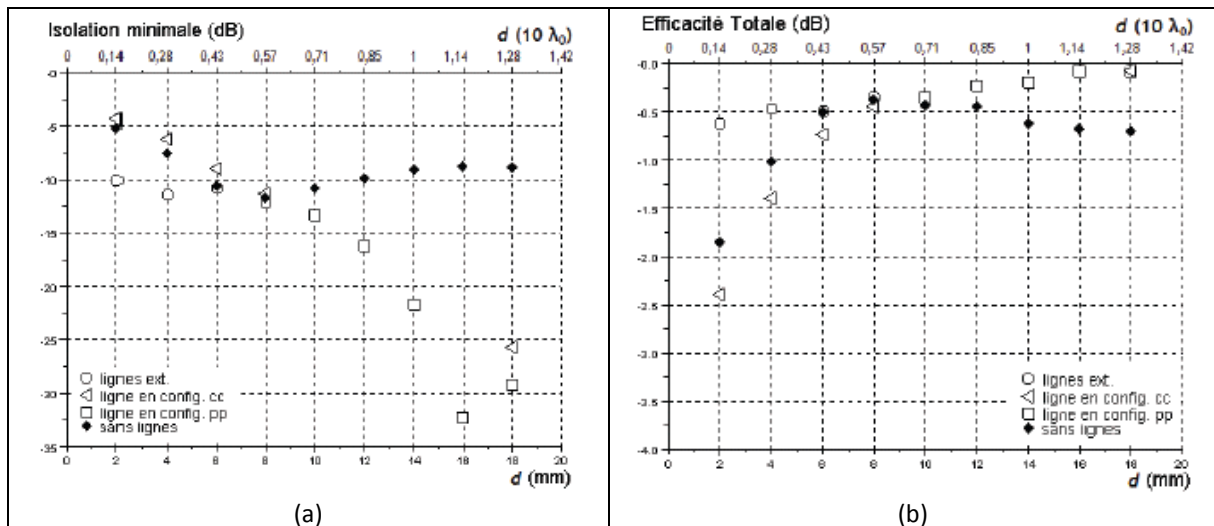


Figure 36: Comparaison de l'isolation (a) et de l'efficacité totale (b) des systèmes sans et avec lignes de neutralisation

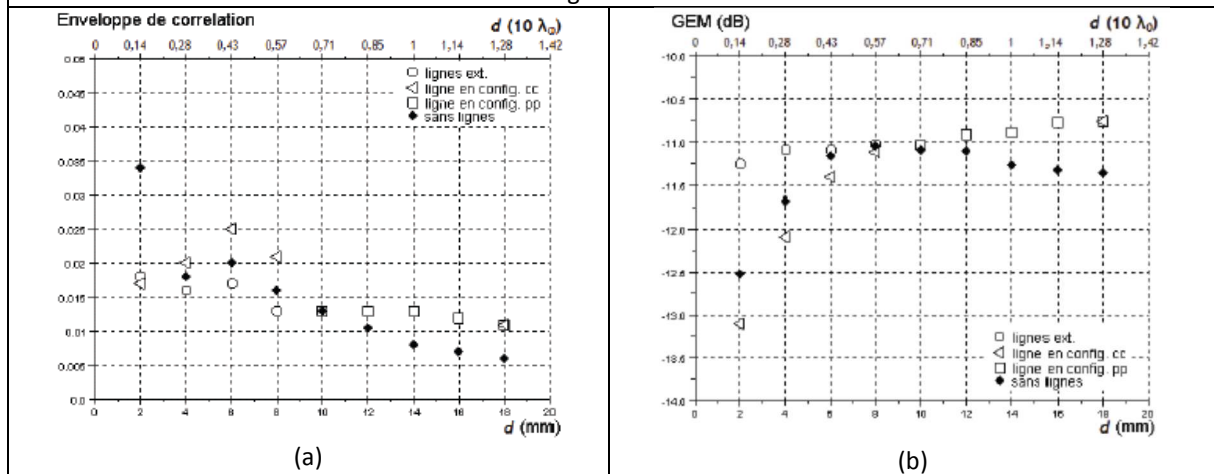
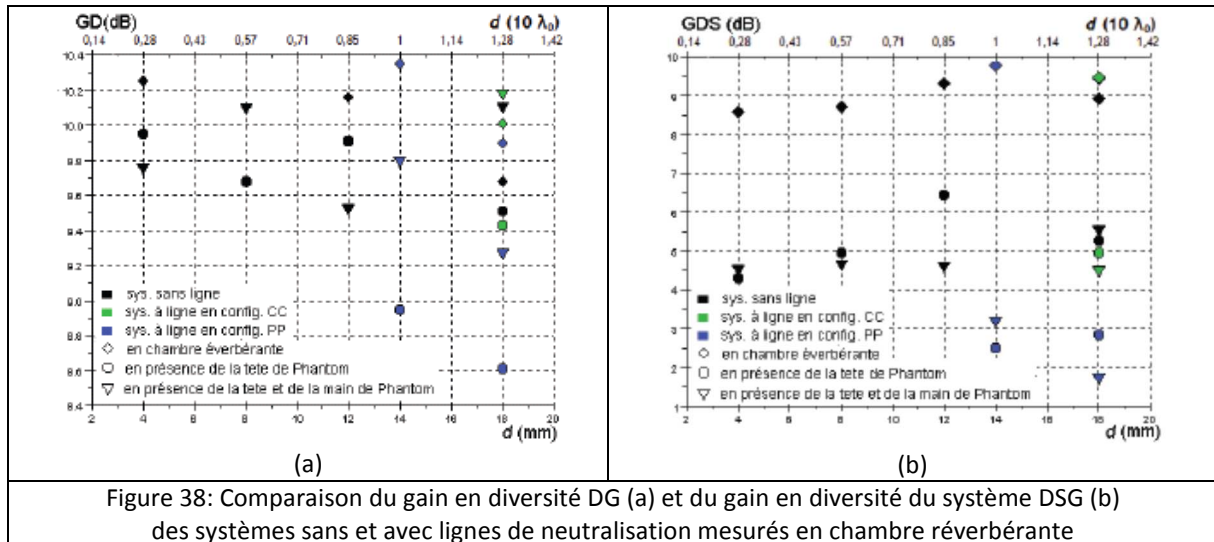


Figure 37: Comparaison de l'enveloppe de corrélation simulée (a) et du MEG simulé (b) des systèmes sans et avec lignes de neutralisation

Puis, toujours dans le cadre de notre collaboration avec le Chalmers Institute, certaines configurations ont pu être mesurées en chambre réverbérante en tenant compte cette fois en plus de l'influence de la tête de l'utilisateur, de celle de sa main (Figure 38). Nous précisons que lors de ces mesures, nous n'avons mesuré parmi les solutions présentées plus haut seulement les cas $d=14$ mm et 18 mm.



Ces différents résultats nous ont permis de mettre en évidence que l'influence de la tête du fantôme fait diminuer de 3 à 4 dB, les performances de nos systèmes en diversité, ce qui correspond à ce que nous avons déjà observé lors de la première campagne de mesures effectuée par Aliou DIALLO. La main de l'utilisateur quant à elle, induit une perte supplémentaire de l'ordre de 1 dB. Ainsi, leur influence est variable et dépend fortement de leurs positions respectives par rapport au système mesuré.

Lors de toutes ces différentes études, nous avons pu voir que certaines configurations de ligne ne permettaient pas d'avoir une isolation suffisante sur toute la bande utile de nos systèmes. Nous avons donc voulu savoir s'il était possible de piloter le creux du minimum de transmission observé dans la configuration PP (ligne reliée aux languettes d'alimentation se faisant face) à l'aide d'un composant actif de type diode Varicap. C'est la tâche à laquelle s'est attelé Marcio SILVA-PIMENTA lors de son stage de Master 2 Recherche effectué en 2009. Pour cela, il a dû procéder à plusieurs ajustements afin de faciliter l'insertion de la diode Varicap au sein de la ligne de neutralisation. Le premier a consisté à remplacer le plan de masse entièrement métallique par un plan de masse placé sur la face inférieure d'un substrat de permittivité relative égale à 2,2, de tangente de pertes égale à 0,001 et d'une hauteur égale à 1,524 mm. La seconde étape a consisté à tester une ligne non plus suspendue à hauteur des éléments rayonnants mais cette fois-ci imprimée sur la face supérieure du substrat. Il a fallu enfin insérer le composant sur cette ligne. La Figure 39 montre les résultats simulés pour une valeur de capacité variant de 2,2 à 22 pF.

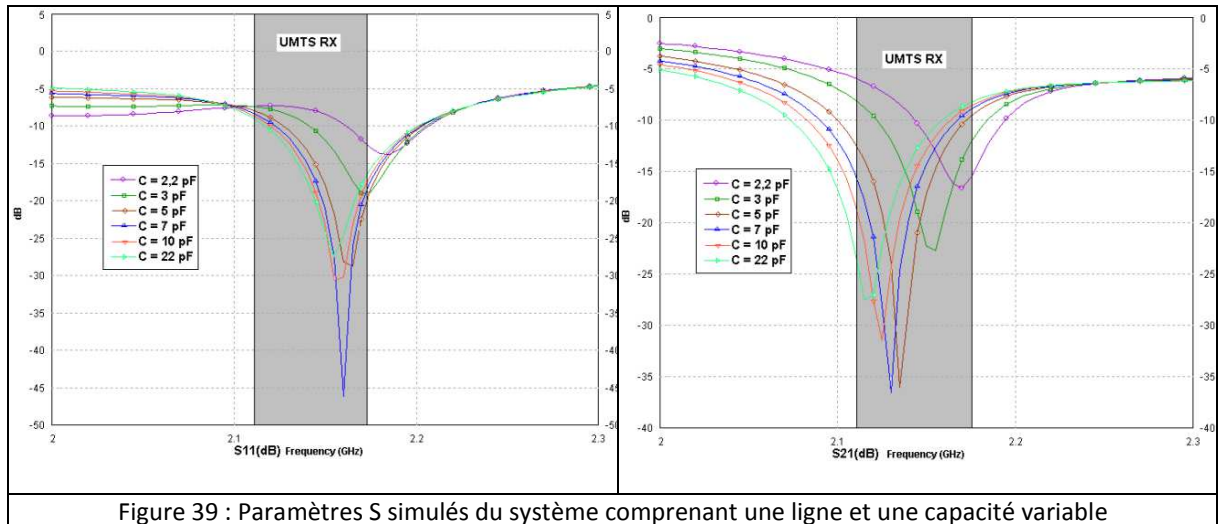


Figure 39 : Paramètres S simulés du système comprenant une ligne et une capacité variable

On observe qu'il est donc bien possible de piloter le creux du $|S_{21}|$, sur toute la bande de réception UMTS. Pour ces antennes et ces valeurs de capacité, l'efficacité totale simulée est comprise entre 75 et 80%. Nous avons ensuite réalisé un prototype de ce système (Figure 40). Afin de pouvoir polariser la diode Varicap (de type TYCO MA46H201), nous avons dû réaliser ce système avec deux plans de masse isolé l'un par rapport à l'autre, les courts-circuits étant reliés à un seul plan de masse.

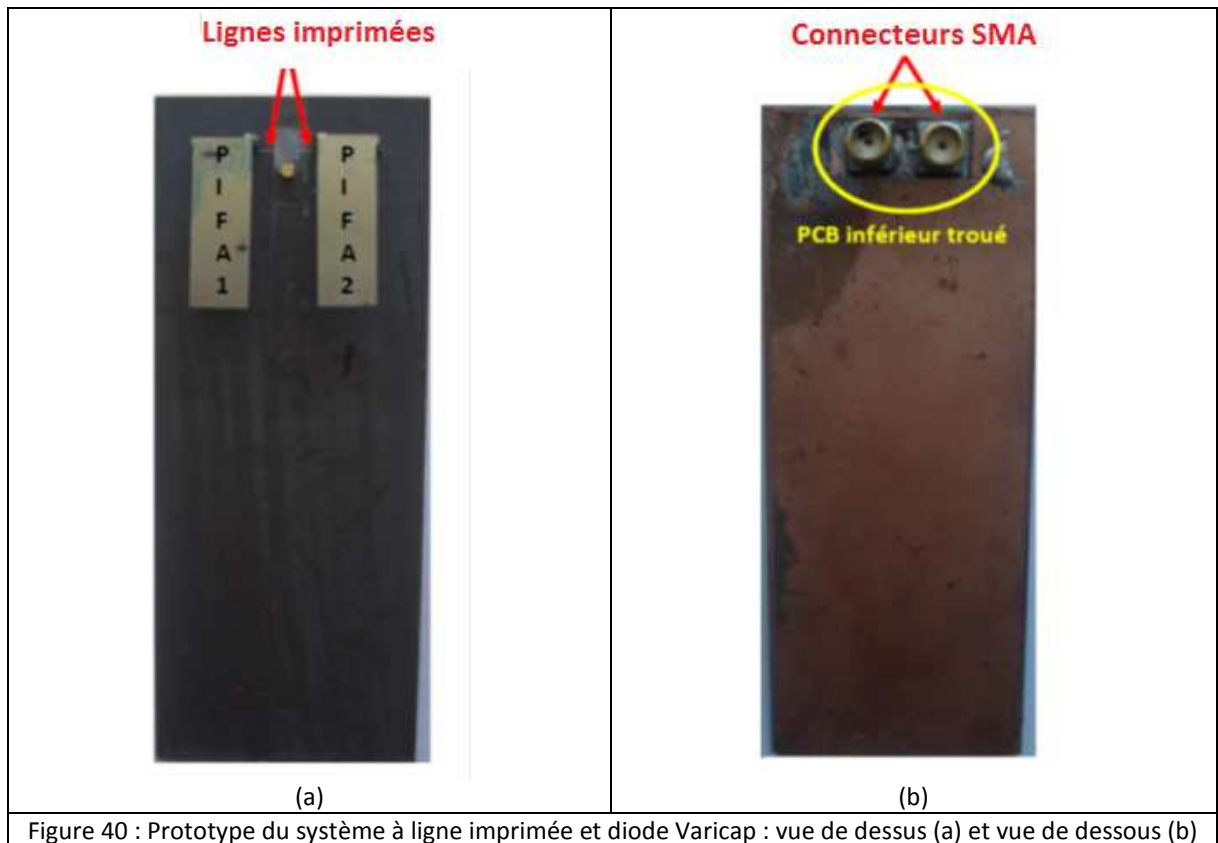
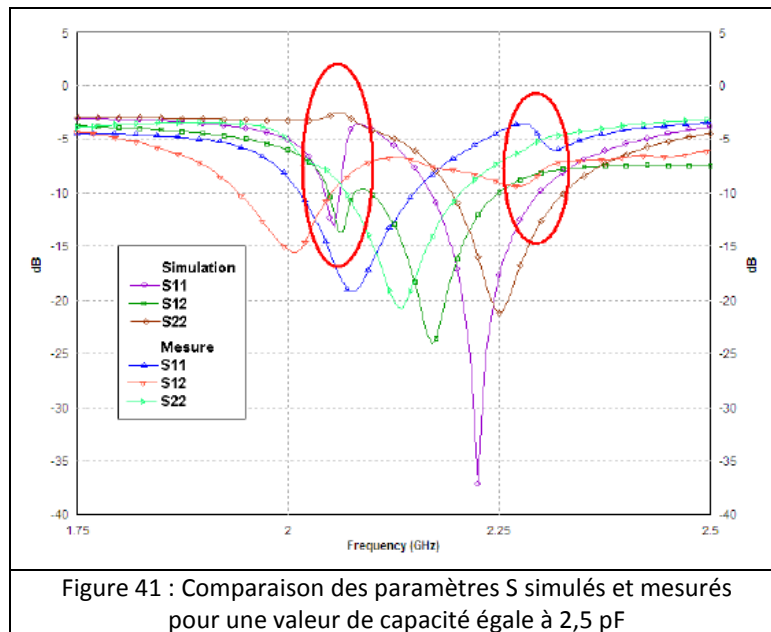


Figure 40 : Prototype du système à ligne imprimée et diode Varicap : vue de dessus (a) et vue de dessous (b)

La comparaison des paramètres S simulés et mesurés (Figure 41) montre la faisabilité de cette solution puisque l'on obtient bien le comportement attendu avec cependant un décalage fréquentiel de 7% ainsi qu'un décalage sur les niveaux d'adaptation et d'isolation. La complexité de la réalisation de cette solution (double PCB collé, planéité des plateaux des éléments rayonnants, performances du composant actif utilisé) peut expliquer ces écarts. Ces résultats ont tout de même permis le dépôt d'un brevet [21].



Avec la thèse de Rafik ADDACI commencée en 2008, nous avons cherché ensuite à réaliser des systèmes antennaires présentant une forte isolation sur deux bandes de fréquences pour des éléments bi-bande WiFi [2,4-2,5 GHz] et HiperLAN [5,15-5,825 GHz]. Ces travaux ont été réalisés dans le contexte d'une thèse effectuée dans le cadre du projet FUI BMCI (Bilan de santé pour la Maintenance et la Conduite Intelligente) dont le porteur était DCNS Toulon. L'objectif de ce projet était de développer une solution composée de capteurs, de systèmes d'acquisition, de traitement et de visualisation pour l'aide à la conduite et à la maintenance navale. Nous nous sommes notamment intéressés à la réalisation de systèmes destinés à être utilisés dans la salle des machines de navires, milieu très propice à des réflexions multiples. C'est pourquoi, nous nous sommes naturellement penchés vers la mise au point de systèmes multi-antennaires.

Pour ce faire, nous avons proposé deux types de solutions. L'une utilise un élément parasite positionné entre deux antennes monopôles planaires bi-bande [22], [23] et pour l'autre, nous avons inséré des fentes sur le PCB de deux PIFAs bi-bande [24], [25]. C'est cette dernière solution que nous allons détailler plus précisément. En effet, contrairement aux solutions développées jusqu'alors, celle-ci présente la particularité non pas d'agir directement sur les éléments rayonnants eux-mêmes mais sur la partie PCB. Une autre originalité introduite ici, vient du fait que deux fentes sont introduites et que chacune d'elles permet d'obtenir une isolation propre à chacune des bandes de fréquence couverte, contrairement à ce qui était fait dans la littérature où seulement une fente avait été insérée pour n'agir que sur une seule bande [26], [27]. L'élément rayonnant de départ est une antenne PIFA comprenant une fente pour pouvoir obtenir le comportement bi-bande. Elle a été positionnée au départ, sur un plan de masse entièrement métallique de 150 mm x 100 mm (Figure 42). Un second élément identique a été ajouté et placé à seulement 2 mm (soit $0,016 \lambda_0$ dans la bande basse et $0,037 \lambda_0$ dans la bande haute) de la première. Chaque antenne a une longueur égale à 17 mm, une largeur de 11 mm et une hauteur de 7,7mm. La Figure 43 présente les paramètres S simulés du système. Nous pouvons observer que les critères en adaptation sont tenus pour un $|S_{11}| < -10\text{dB}$ pour la bande basse et $|S_{11}| < -6\text{dB}$ pour la bande haute. En ce qui concerne l'isolation, si le niveau obtenu dans la bande haute n'est pas rédhibitoire ($|S_{21}|$ autour de -15dB), il l'est par contre dans la bande basse ($|S_{21}| < -7,5\text{dB}$). Afin d'améliorer l'isolation dans les deux bandes, nous avons voulu tester une solution permettant d'obtenir un réglage « indépendant » sur les deux bandes. Pour cela, nous avons donc opté

pour l'utilisation de fentes sur le PCB. L'idée étant de perturber le trajet des courants sur celui-ci, dans les deux bandes de fréquence pour limiter leur densité près des accès de chaque antenne.

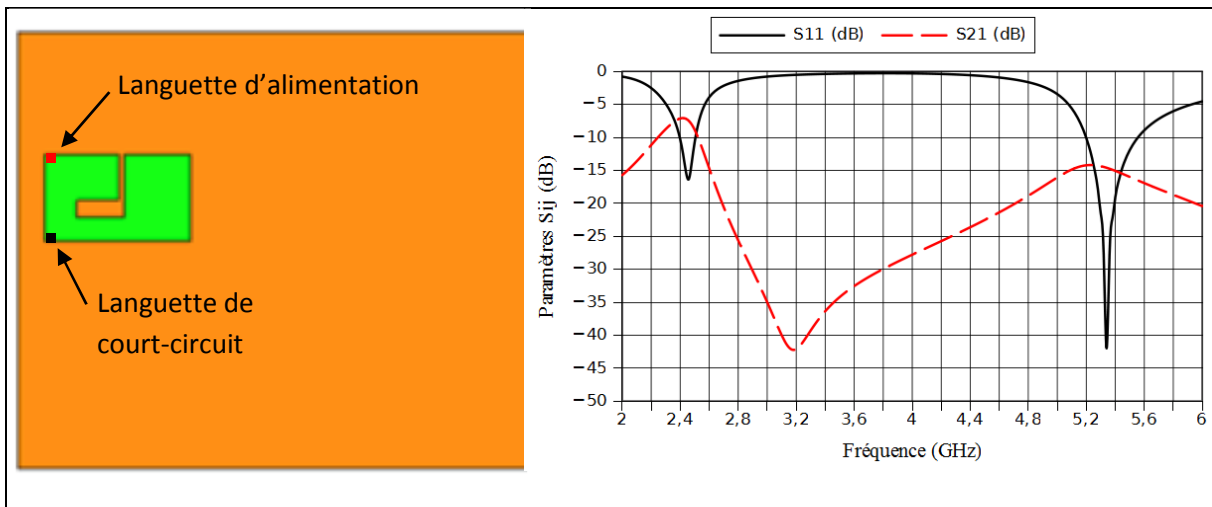


Figure 42 : Position de l'antenne PIFA bi-bande sur son PCB

Figure 43 : Paramètres S simulés des 2 antennes PIFAs positionnées sur le même PCB et espacées de 2mm

Nous avons pour cela réalisé des études paramétriques portant dans un premier temps, sur la position et la longueur d'une seule fente orientée horizontalement puis verticalement (Figures 44 et 45).

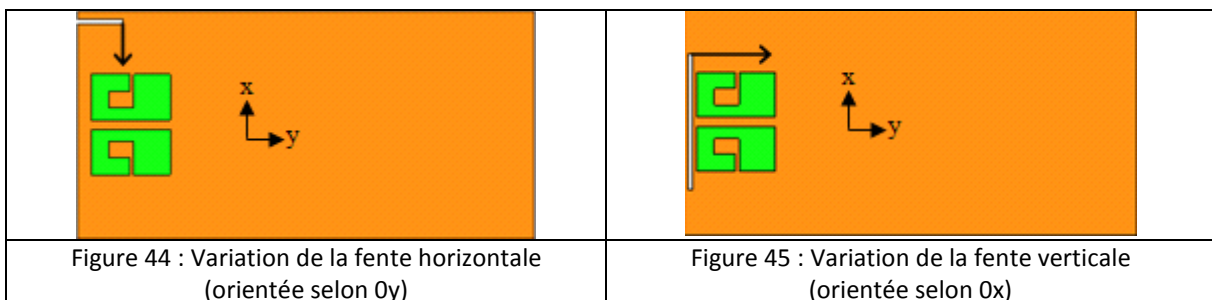


Figure 44 : Variation de la fente horizontale (orientée selon Oy)

Figure 45 : Variation de la fente verticale (orientée selon Ox)

Si l'on regarde par exemple l'influence de la longueur de la fente horizontale (appelée $Lslot_y$ sur les Figures 46 et 47) lorsque celle-ci est positionnée au milieu de la largeur du PCB et donc exactement entre les 2 éléments rayonnants, nous pouvons voir que ce paramètre influe à la fois sur l'adaptation dans la bande basse et dans la bande haute tant au niveau de la fréquence de travail que de la qualité de l'adaptation. En ce qui concerne le coefficient de transmission entre les accès de chaque antenne, nous remarquons également que la longueur de la fente influe également de façon importante sur la valeur du $|S_{21}|$ et ce pour les deux bandes. Ainsi, comme nous le verrons un peu plus loin avec l'observation des courants surfaciques sur le PCB (Figure 49), les différents paramètres inhérents à ces fentes modifient de façon importante le trajet des courants de telle sorte que leur parcours influent simultanément sur l'adaptation et l'isolation dans les deux bandes désirées.

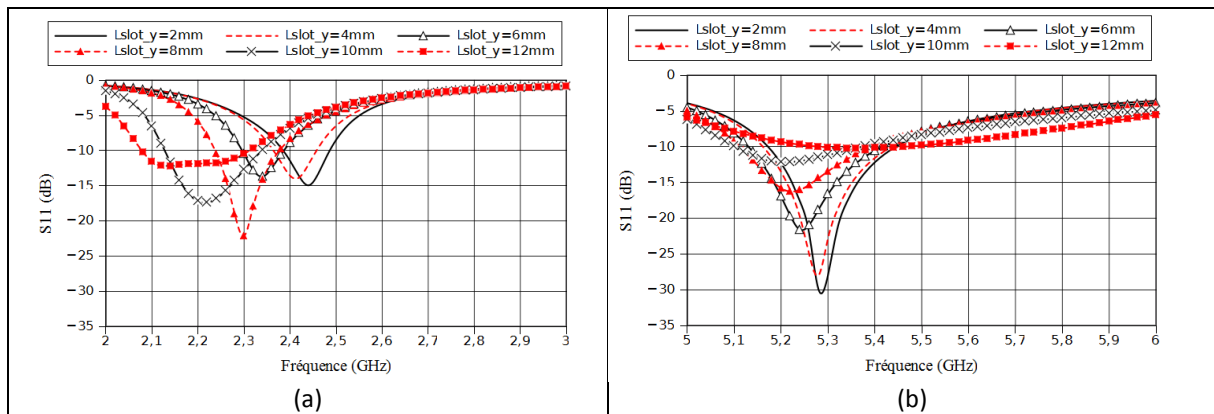


Figure 46 : Influence de la longueur de la fente horizontale sur l'adaptation des antennes en bande basse (a) et en bande haute (b)

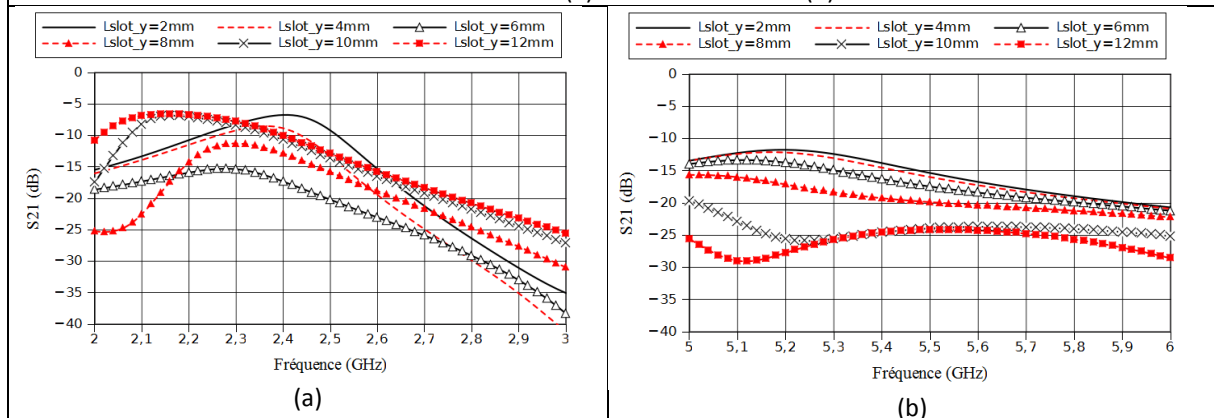
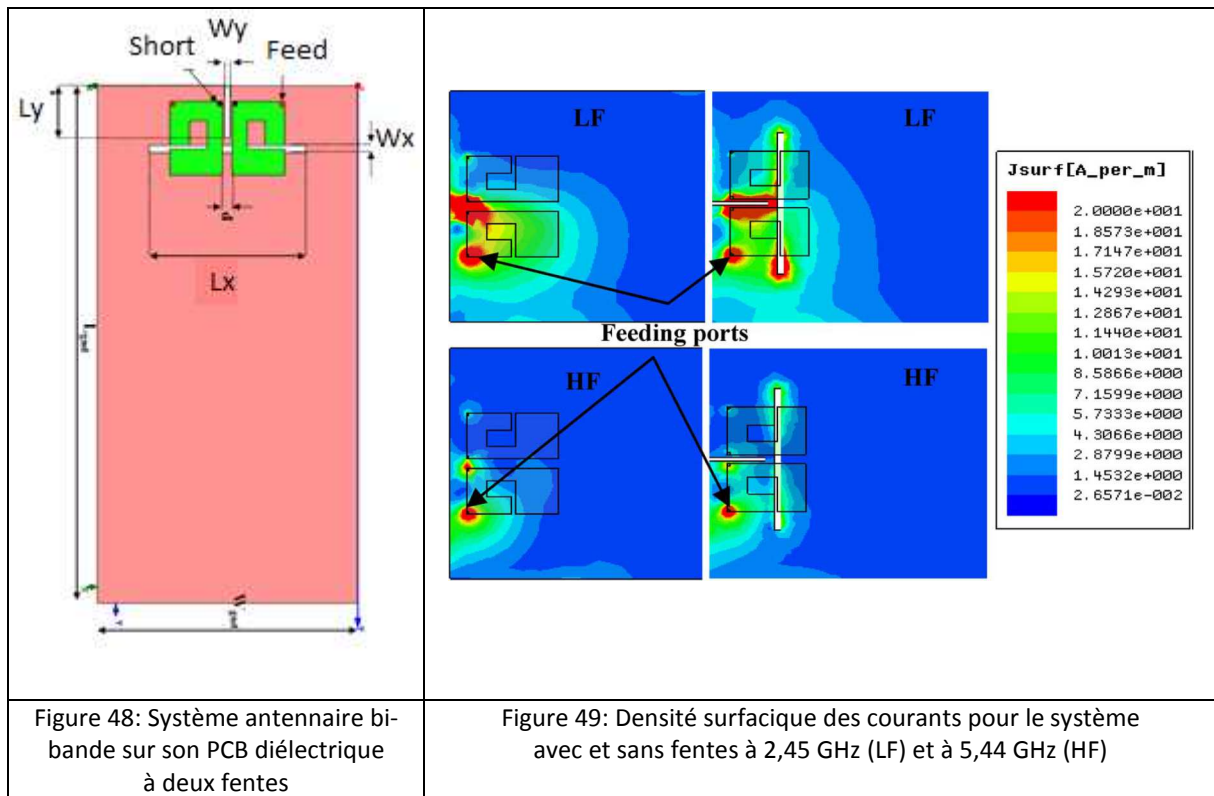
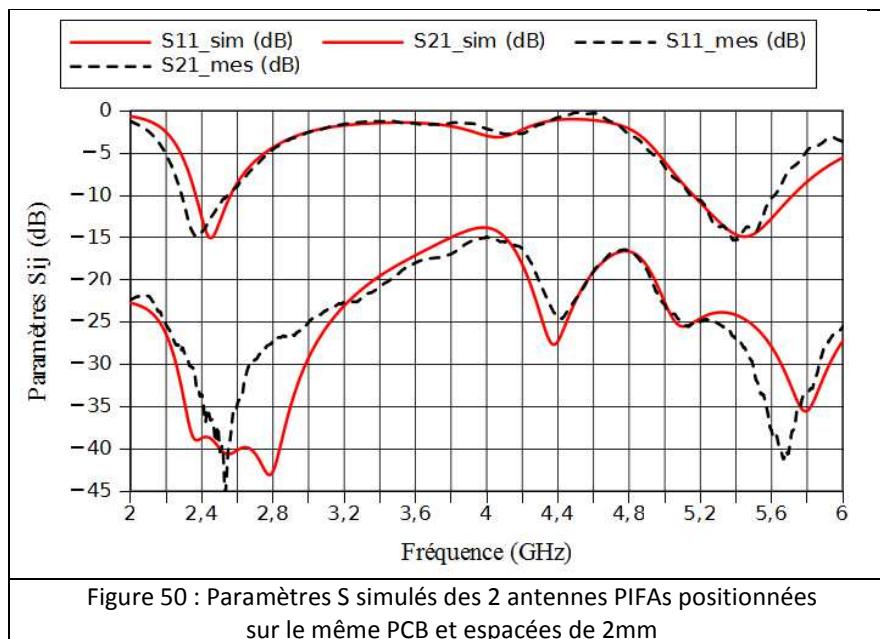


Figure 47 : Influence de la longueur de la fente horizontale sur le $|S_{21}|$ du système en bande basse (a) et en bande haute (b)

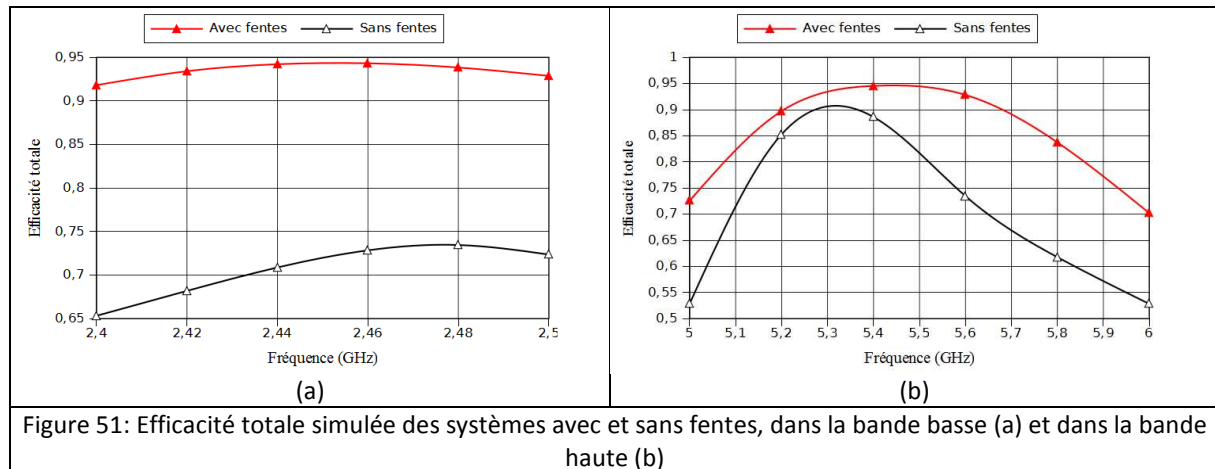
Des tendances similaires ont été également observées lorsque nous avons étudié dans un deuxième temps, le cas où les deux fentes sont présentes simultanément sur le PCB (Figure 48). Toutes ces études nous ont permis d'optimiser une structure ayant des performances satisfaisantes pour l'application visée. Cependant, la réalisation d'un premier prototype nous a montré que la réalisation des fentes sur le PCB entièrement métallique provoquait des incertitudes de mesures importantes dues notamment à la précision de réalisation de ces fentes, mais aussi de leur planéité par rapport au plan de masse. Nous avons ainsi préféré opter pour l'utilisation d'un PCB réalisé à l'aide d'un substrat de type FR4 ($\epsilon_r=4,4$, $\tan \delta=0,02$ et une épaisseur de 0,8 mm) métallisé sur une seule face sur laquelle seront réalisées les fentes. Ceci a bien entendu nécessité quelques réajustements sur les dimensions des éléments rayonnants.



Nous présentons Figure 50, les paramètres S simulés et mesurés du système optimisé et réalisé sur le PCB de type substrat métallisé. Nous observons une bonne concordance pour les courbes du coefficient de réflexion. Par contre, pour le coefficient de transmission, nous pouvons remarquer des différences notables surtout dans la bande basse. Elles sont toutefois plus acceptables que celles rencontrées avec le PCB entièrement métallique. En ce qui concerne les valeurs obtenues, nous pouvons constater la conséquente amélioration amenée par l'ajout des fentes sur l'isolation entre les accès, puisque que le niveau du $|S_{21}|$ est d'au moins -18dB dans la bande haute et de -30 dB sur la totalité de la bande basse.



Ceci se traduit évidemment par une forte amélioration de l'efficacité totale du système (Figure 51). Ainsi, elle est maintenant supérieure à 92% dans la bande basse et supérieure à 87% dans la bande haute.



Les performances en diversité et MIMO de ce système ont été évaluées également par l'outil MEBAAT du laboratoire SMARAD de Aalto University, dans un environnement indoor. Les résultats obtenus ont de nouveau montré l'intérêt et le bénéfice qu'il y avait à maximiser l'isolation entre les accès des éléments rayonnants d'un même système [24].

Dans ce premier chapitre, a été présentée une partie des solutions que notre équipe a développée dans le cadre de l'étude de systèmes multi-antennaires destinés à être utilisés dans des applications de type diversité ou MIMO. Ces solutions ont été étudiées dans le but d'améliorer l'isolation entre les accès des antennes de type PIFA constituant ces systèmes. En effet, nous avons montré comment l'amélioration de ce paramètre et donc de l'efficacité totale du système conditionnait leurs performances en diversité et MIMO. Parmi les solutions présentées, figure la ligne de neutralisation dont la fiabilité a été depuis éprouvée sur d'autres types d'antennes [28], [29], d'autres bandes de fréquences [30], [31], tant par des acteurs académiques qu'industriels [32]–[34] et ce, même très récemment encore [35], [36]. En effet, la cohabitation du fonctionnement d'antennes très proches les unes des autres et fonctionnant dans des bandes de fréquence voisines voire identiques, est toujours d'actualité compte tenu du fait qu'il est demandé aux systèmes communicants d'avoir des fonctionnalités de plus en plus nombreuses [37].

2.3 Solutions antennaires, modélisation et méthode de mesure pour systèmes d'interrogation sans fils

Les progrès réalisés par la microélectronique en termes d'intégration et de miniaturisation ont permis un développement très important des applications sans contact notamment celles réalisant l'interrogation sans fils de capteurs et ne nécessitant pas d'énergie embarquée pour fonctionner. En effet, la plupart de ces systèmes reposent sur une interrogation à distance par ondes électromagnétiques dont le rôle est à la fois d'apporter de l'énergie au système pour qu'il fonctionne mais également de véhiculer l'information utile. Cependant, ces dispositifs peuvent être utilisés dans des environnements qui dans certains cas peuvent être qualifiés de « difficiles » d'un point de vue électromagnétique car très métalliques et/ou fortement dispersifs. Pour un fonctionnement performant de tels systèmes, il est donc impératif que les éléments rayonnants qui sont associés aux capteurs soient optimisés. Pour cela, la prise en compte de l'environnement proche de l'antenne lors de la conception de son design mais également une bonne connaissance de l'environnement de propagation du signal sont donc absolument nécessaires. Notre équipe s'est intéressée à ces nouvelles problématiques au travers de thèses CIFRE et de projets FUI (Fond Unique Interministériel) où nous avons collaboré avec des entreprises expertes dans leurs domaines respectifs. Nous pouvons ainsi citer :

- La société ASK, spécialiste de la RFID (Radio Frequency IDentification), et un des leaders mondiaux des solutions sans contact pour les marchés du transport et des passeports électroniques, avec laquelle nous avons travaillé dans le cadre d'une thèse CIFRE pour de la RFID essentiellement UHF (Ultra Hautes Fréquences : 860-960 MHz) et pour le projet FUI FastPASS pour de la RFID HF (Hautes Fréquences : 13,56 MHz).
- La société Sensor, société experte et leader sur le marché des capteurs SAW (Surface Acoustic Waves), avec laquelle nous avons collaboré dans le cadre de deux thèses CIFRE.
- La société Tagsys, spécialisée dans la traçabilité de produits, qui a été notre partenaire privilégié dans le cadre du projet FUI PACID Textile.

2.3.1 Solutions antennaires et modélisation système pour la RFID

La RFID connaît depuis quelques années un essor qui ne se dément pas. En effet, cette technologie permet une identification rapide sécurisée de personnes ou d'animaux ainsi que la gestion et la traçabilité d'objets à des distances allant de la dizaine de centimètres à la dizaine de mètres. Traditionnellement, de tels systèmes sont constitués de deux éléments principaux :

- un lecteur (appelé également *interrogateur* ou *station de base*) : c'est un dispositif actif chargé d'émettre le champ électromagnétique qui va permettre d'activer et de dialoguer avec la (ou les) étiquette(s) présente(s) dans son champ.
- une étiquette (appelée aussi ou *transpondeur* ou *tag*) : celle-ci est composée d'une puce chargée de stocker et de traiter les données ainsi que d'une antenne permettant de recevoir et de transmettre le signal vers le lecteur.

Nous avons pu au cours des différents projets évoqués plus haut, nous pencher sur les problématiques propres à ces différents éléments ainsi qu'à la réalisation d'une modélisation globale incluant l'antenne lecteur, la partie étiquette et le canal de propagation.

2.3.1.1 Conception d'antennes pour étiquettes dédiées à la RFID UHF

Dans le cadre de la thèse CIFRE de Plamen ILIEV commencée en octobre 2005, nous nous sommes intéressés à la conception de structures antennaires pour tags RFID UHF afin de proposer une méthodologie de conception permettant de maximiser leur distance de fonctionnement. Nous verrons que ceci est notamment rendu possible en optimisant l'adaptation de l'impédance de l'antenne avec celle de la puce. En effet, contrairement aux éléments réalisés précédemment, l'impédance recherchée n'est plus réelle et égale à 50Ω mais complexe pour ce type d'applications. Nous verrons que cela nous a menés à une caractérisation différente des performances de nos éléments rayonnants ainsi qu'à l'utilisation d'autres critères de performances.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés à la conception de tags multi-bandes. En effet, il nous a semblé intéressant de pouvoir proposer des solutions capables d'être utilisées dans un cadre multi-applicatif. Nous avons ainsi proposé des solutions bi-bande HF/UHF et tri-bande HF/UHF/SHF (Super Hautes Fréquences).

2.3.1.1.1 Etiquettes mono-bandes

Nous avons ainsi commencé par l'étude d'éléments rayonnants pour étiquettes utilisées en UHF avec pour objectif de maximiser leur distance de fonctionnement D . Nous rappelons l'expression théorique de la distance de fonctionnement d'une étiquette issue de la formule de Friis (Équation 8) [38]:

$$D = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t \cdot G_t(\theta, \varphi) \cdot G_r(\theta, \varphi) \cdot \tau \cdot \rho}{P_{act}}} \quad (\text{Équation 8})$$

Où λ est la longueur d'ondes en espace libre, P_t la puissance émise par le lecteur, G_t le gain de l'antenne du lecteur, G_r le gain de l'antenne du tag, τ le coefficient d'adaptation entre l'antenne et la puce (défini Équation 9), ρ le coefficient de polarisation [39] et P_{act} la puissance d'activation de la puce.

Nous rappelons également l'expression du coefficient τ :

$$\tau = \frac{4 \cdot R_a \cdot R_c}{|Z_a + Z_c|^2} \quad (\text{Équation 9})$$

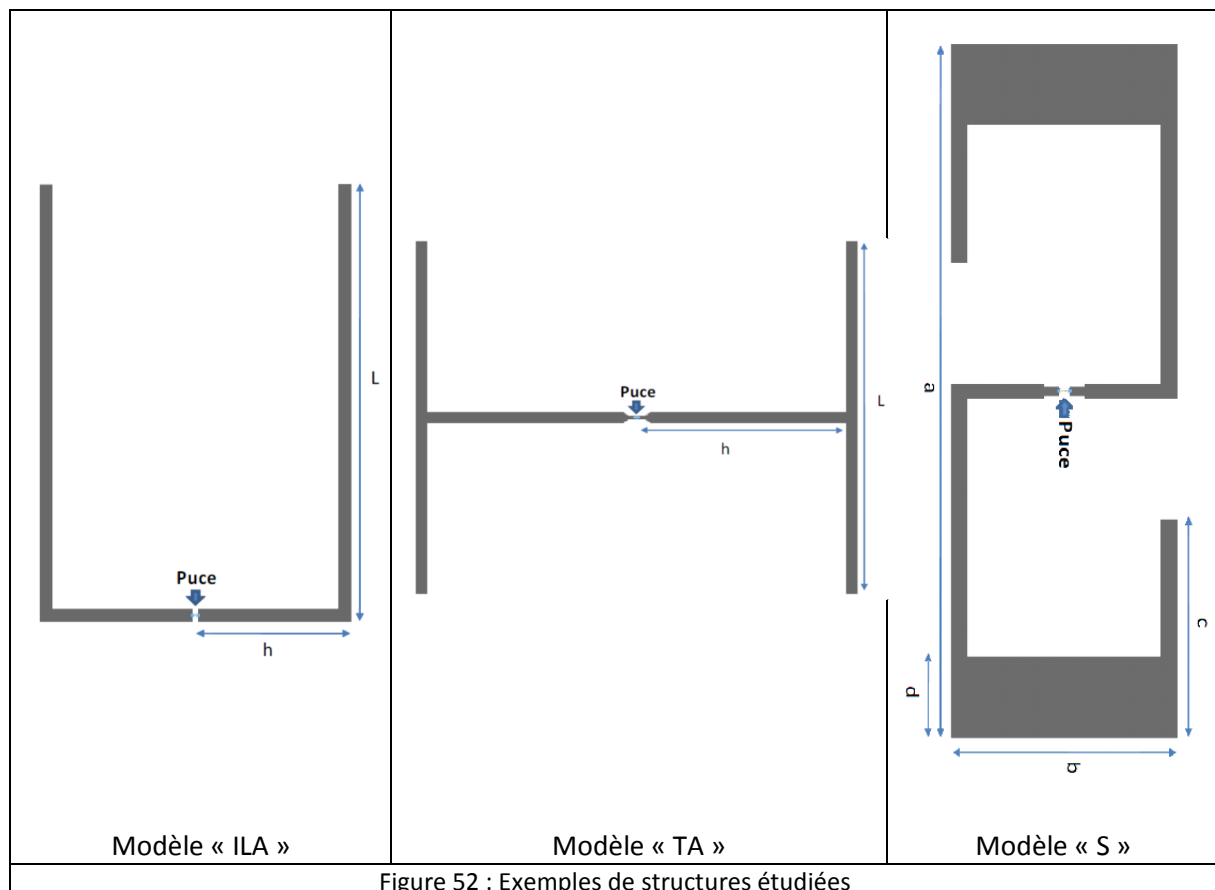
Où $Z_a = R_a + jX_a$ (Ω) est l'impédance complexe de l'antenne et $Z_c = R_c + jX_c$ (Ω) est celle de la puce.

Grâce à ces deux équations, nous comprenons l'intérêt de rechercher une impédance pour l'antenne qui soit idéalement le complexe conjugué de l'impédance de la puce à laquelle elle est connectée. Nous présentons dans le Tableau 4, les impédances d'entrée mesurées pour 3 puces différentes à la fréquence de 900 MHz dans le cas d'une puissance de -10 dBm (puissance très proche de la valeur d'activation de ces puces). Bien que l'impédance d'entrée de ces puces varie en fonction de la fréquence mais aussi en fonction de la puissance qui leur est injectée [40], ce sont à ces valeurs que nous chercherons à adapter nos antennes. En effet, sur la bande UHF, les variations observées sont relativement négligeables par rapport aux valeurs considérées.

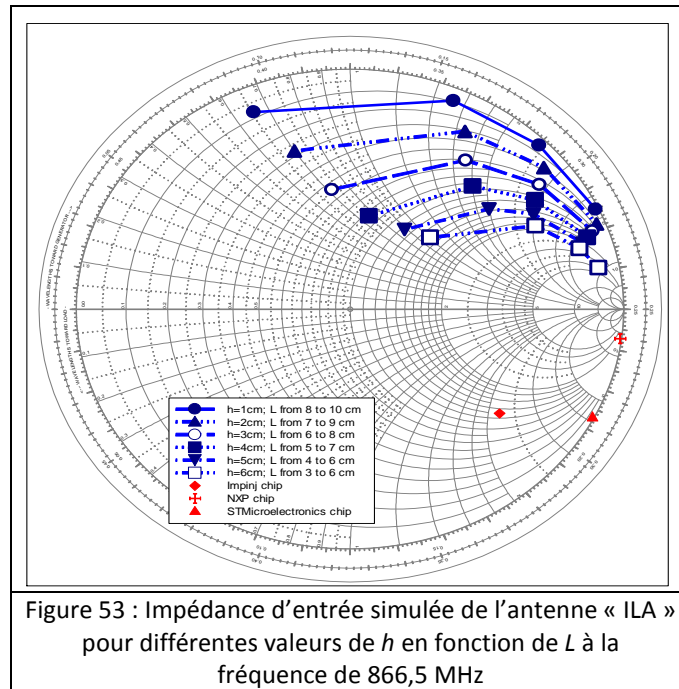
Modèle de puce	Impédance d'entrée (Ω)
Impinj Monza 2	25-j130
STMicroelectronics XRAG2	5-j200
NXP UCODE V1	40-j600

Tableau 4 : Impédance d'entrée mesurée à 900 MHz avec -10 dBm de puissance incidente de 3 puces utilisées en RFID UHF

Les designs que nous avons choisis pour réaliser notre étude sont représentés Figure 52. Il s'agit de dipôles présentant des repliements dont nous avons quantifié l'influence sur l'impédance d'entrée à deux fréquences. La première est la fréquence centrale de la bande UHF Europe (865-868 MHz) soit 866,5 MHz et la seconde est celle de la bande UHF US (902-928 MHz) soit 915 MHz. Pour cette partie, les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel ADS-Momentum d'Agilent.

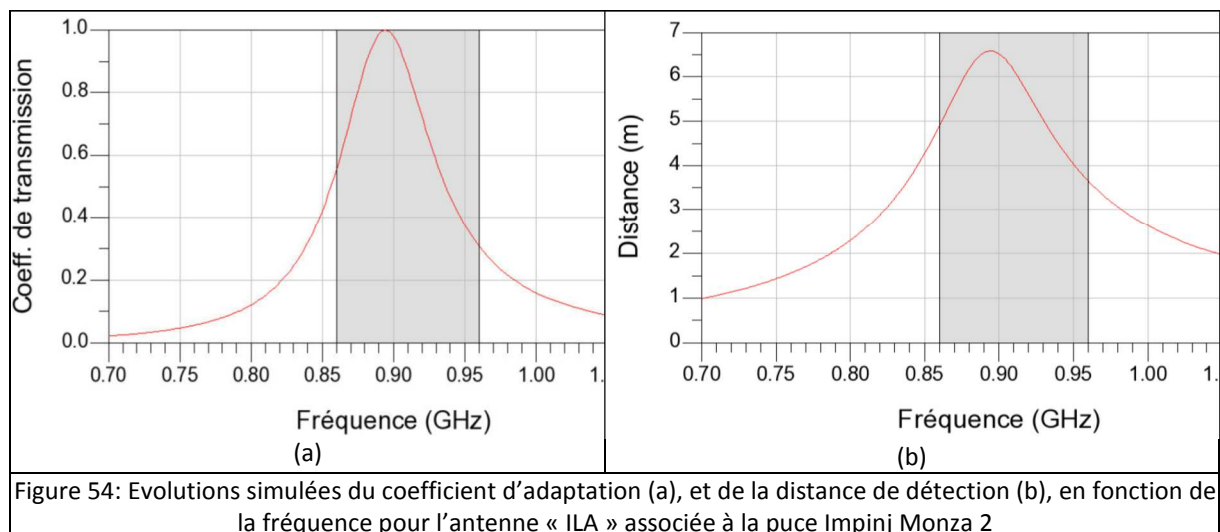


Nous présentons Figure 53 les résultats obtenus dans le cas du modèle « ILA » à la fréquence de 866,5 MHz. L'épaisseur du support diélectrique a été fixée dans un premier temps à 51 μm (soit l'épaisseur d'une feuille de papier), sa permittivité relative à 3,5 et la largeur de brin à 2 mm.



Nous observons qu'il est possible de faire varier à la fois la partie réelle et la partie imaginaire sur une large gamme de valeurs, ce qui rend possible une adaptation aux impédances de puces désirées (le même type de courbes a été obtenu avec les deux autres géométries). Ainsi, pour l'impédance présentée par la puce Impinj Monza 2 ($25-j130 \Omega$), nous avons pu déterminer le couple de valeurs (h , L) permettant d'obtenir l'impédance la plus proche de $25+j130 \Omega$ à savoir : $h=2,4$ cm et $L = 7,3$ cm pour une impédance présentée par l'antenne de $25+j137 \Omega$.

A partir de ces résultats, nous avons pu déterminer de façon théorique, les variations en fonction de la fréquence du coefficient d'adaptation τ et de la distance de détection D à partir des Équations 1 et 2 (Figure 54), en supposant que la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalent) émise par le lecteur est de 4 W (valeur maximale autorisée aux Etats-Unis) et que la puissance d'activation de la puce est de $100 \mu\text{W}$ (soit -10 dBm). Ainsi, dans le cas de cette étiquette, une distance maximale de fonctionnement supérieure à 6 m peut être envisagée à sa fréquence optimale de fonctionnement.

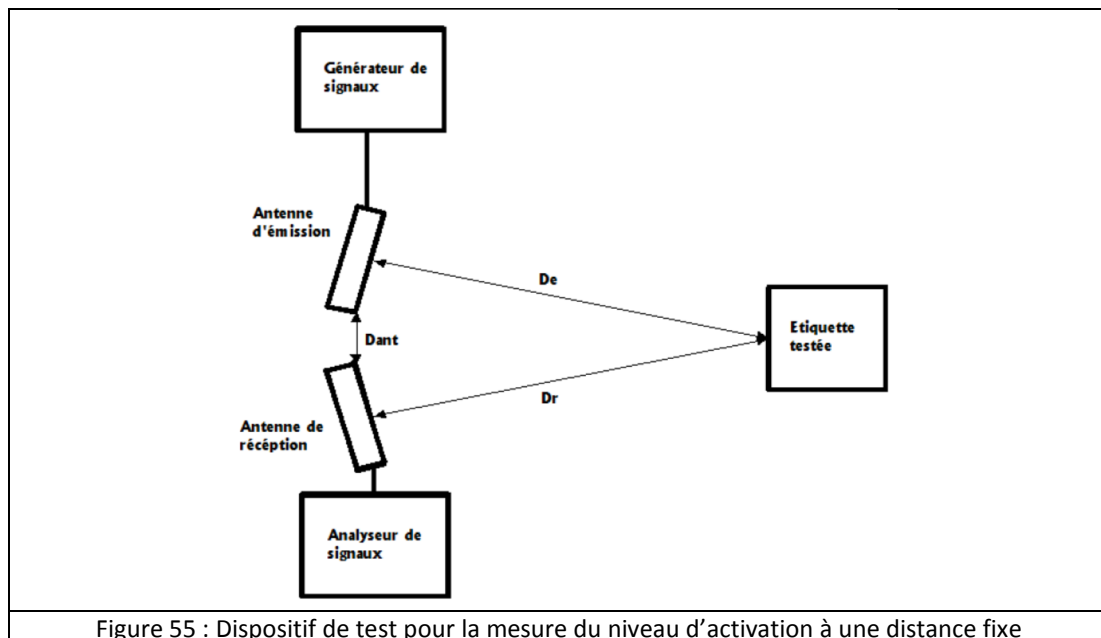


Ces courbes ont été obtenues en considérant que la variation de l'impédance d'entrée de la puce est négligeable sur la bande de fréquence considérée, ce qui toutefois est inexact, comme nous l'avons

précisé plus haut. Cependant, elles nous permettent d’avoir une idée relativement fidèle du comportement de l’antenne. En ce qui concerne les performances en rayonnement de ce tag, le diagramme de rayonnement simulé montre un caractère omnidirectionnel avec un gain maximal de 0 dBi et une efficacité rayonnée de 99%.

Des études similaires ont été réalisées sur les différents designs présentés Figure 52. Pour chaque cas, nous avons cherché à déterminer le design d’antenne présentant une impédance la plus proche de l’impédance conjuguée de la puce Impinj Monza 2. Les résultats simulés ont montré que l’antenne « TA » était celle pour laquelle, la moins bonne adaptation avait été obtenue et que l’antenne « S » par contre avait permis compte tenu du plus grand nombre de paramètres à disposition du fait de sa géométrie plus complexe, l’obtention du meilleur niveau d’adaptation ainsi que du meilleur gain (2dBi). Afin de valider ces résultats, nous avons ensuite fabriqué les prototypes de ces différentes antennes pour les mesurer.

Comme évoqué un peu plus haut, la caractérisation de ces éléments d’impédance différente de 50Ω , a obligé la communauté à trouver d’autres moyens pour estimer les performances de tels systèmes. En plus de la distance de fonctionnement, une autre caractérisation consiste à déterminer le niveau d’activation du tag à une distance donnée. La Figure 55 décrit le dispositif utilisé. Ce banc de mesures National Instruments (NI) commandé par LabVIEW, a été mis en place chez ASK par Plamen Iliev lors de son stage Master recherche. Il est constitué d’un générateur et d’un analyseur de signaux permettant de connaître la puissance d’émission nécessaire à un lecteur pour activer le tag présent devant lui à la distance fixée souhaitée. A chaque fréquence de test, la puissance est progressivement augmentée jusqu’à l’obtention d’une réponse de la part de l’étiquette. Cette puissance correspond au niveau d’activation du tag à la distance considérée. Cette méthode a l’avantage de permettre l’estimation, en plus de l’adaptation antenne/puce, de la sensibilité de cette dernière, si l’on connaît les pertes dans les câbles ainsi que les gains des antennes d’émission et de réception.



La Figure 56 représente les résultats de mesure obtenus pour les 3 antennes optimisées pour un fonctionnement à 900 MHz, toujours associées à la même puce Impinj Monza 2.

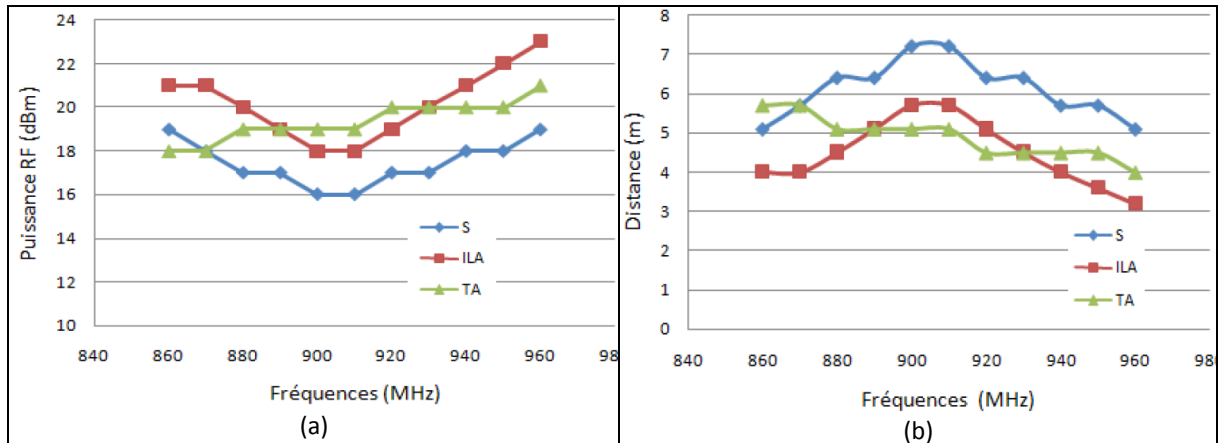


Figure 56: Puissance RF mesurée nécessaire à l'activation de la puce à 1 m (a) et distance de détection mesurée (b) pour les 3 différents modèles d'antenne

Les résultats obtenus confirment ceux issus des simulations, puisque nous constatons que les meilleures performances tant en termes de puissance d'activation que de distance de détection concernent le modèle « S » et les moins bonnes le modèle « TA ». Malgré sa large bande passante, l'antenne « TA » possède un autre inconvénient qui est son encombrement plus important. Pour l'ensemble de ces raisons, nous avons conservé le design en « S » pour la suite de nos études, car il présente le meilleur compromis entre encombrement et performances.

Modèle	Distance de détection (m)		Bande passante	
	Bande européenne	Bande US	En MHz	En %
ILA	4	5,7	70	8
TA	5,7	5	160	18
S	4,8	6,5	100	11,2

Tableau 5 : Comparaison des performances mesurées des 3 antennes

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'influence des éléments principaux constituant le tag à savoir, le conducteur avec lequel est réalisée l'antenne et le support sur lequel elle est imprimée. La société ASK utilise le procédé d'impression par sérigraphie pour réaliser ses étiquettes. Le conducteur se présente donc sous la forme d'encres conductrices pouvant présenter des conductivités et des épaisseurs différentes. Nous avons ainsi observé l'influence de ces deux paramètres, sur les performances des différents tags présentés précédemment. Puis, nous avons quantifié l'influence de l'épaisseur et de la permittivité du matériau sur lequel était déposée cette encre. Le Tableau 6 résume les caractéristiques des trois matériaux conducteurs que nous avons étudiés.

Conducteur	Conductivité (S/m)	Epaisseur de peau (μm) à la fréquence de 900 MHz
Cuivre	$5,8 \cdot 10^7$	2,2
Encre argent A	$6,5 \cdot 10^6$	6,6
Encre argent B	$1,6 \cdot 10^6$	13,3

Tableau 6 : Caractéristiques des matériaux conducteurs étudiés

Nous avons ensuite simulés nos différents modèles en conservant pour commencer un substrat identique (épaisseur du support de 400 μm et une permittivité relative de 3,5) mais pour 4 cas :

- un conducteur parfait,
- le cuivre,
- les encres A et B.

Le Tableau 7 représente les résultats obtenus en simulation pour le modèle « S » à la fréquence de 900 MHz pour une épaisseur de métallisation de 10 μm (soit une valeur supérieure à l'épaisseur de peau) et pour une épaisseur de 1 μm (soit une valeur très inférieure à l'épaisseur de peau).

Conducteur	Impédance d'entrée de l'antenne (Ω)		Efficacité rayonnée (%)		Gain (dBi)	
	Epaisseur de 10 μm	Epaisseur de 1 μm	Epaisseur de 10 μm	Epaisseur de 1 μm	Epaisseur de 10 μm	Epaisseur de 1 μm
Conducteur parfait	25,7+j130	25,7+j130	97	97	2	2
Cuivre	26,4+j131	27,2+j130,5	95	92	1,9	1,8
Encre A	27,6+j132	39+j130,6	91	66	1,7	0,3
Encre B	31,3+j133	74+j132	81	36	1,2	-2,3

Tableau 7 : Caractéristiques simulées de l'antenne « S » en fonction du conducteur et de l'épaisseur de dépôt à 900 MHz

Ces résultats montrent que lorsque l'épaisseur du dépôt est grande devant l'épaisseur de peau, la conductivité n'influe que de façon modérée sur l'impédance d'entrée de l'antenne et donc sur les performances du tag. On observe cependant bien le fait que la diminution de la conductivité (amenant une augmentation de la résistivité) provoque une augmentation des pertes ohmiques et donc une diminution de l'efficacité rayonnée. Par contre, une épaisseur de métallisation inférieure à l'épaisseur de peau provoque des variations d'autant plus fortes de l'impédance d'entrée de l'antenne que la valeur de la conductivité est faible. Ceci se traduit également par une diminution du transfert de puissance entre l'antenne et la puce comme nous pouvons le voir sur la Figure 57. Ces résultats sont importants car, les fabricants de tags étant en recherche perpétuelle de réduction des coûts de production, les conclusions obtenues ici, montrent qu'à niveau de performances équivalentes, mieux vaut privilégier une diminution de la conductivité qu'une diminution de l'épaisseur de son dépôt.

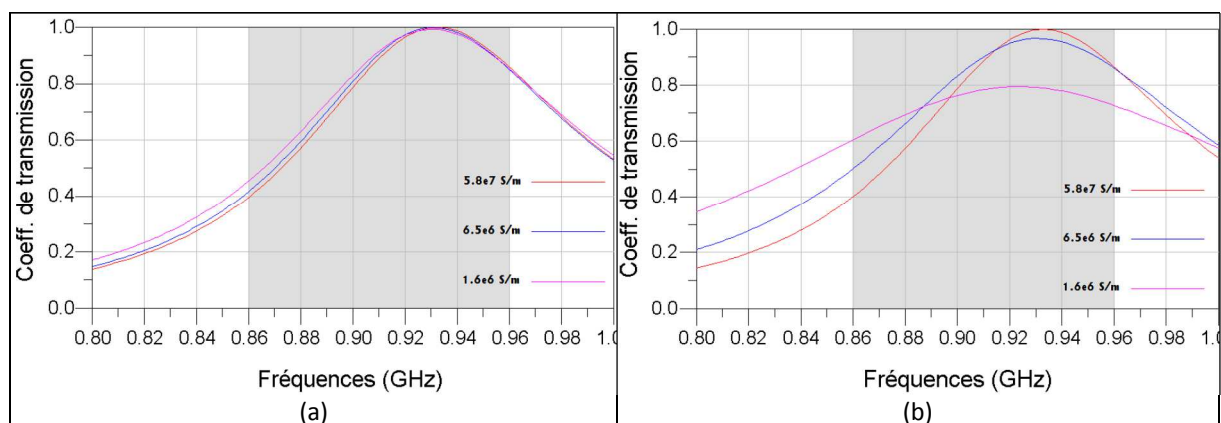
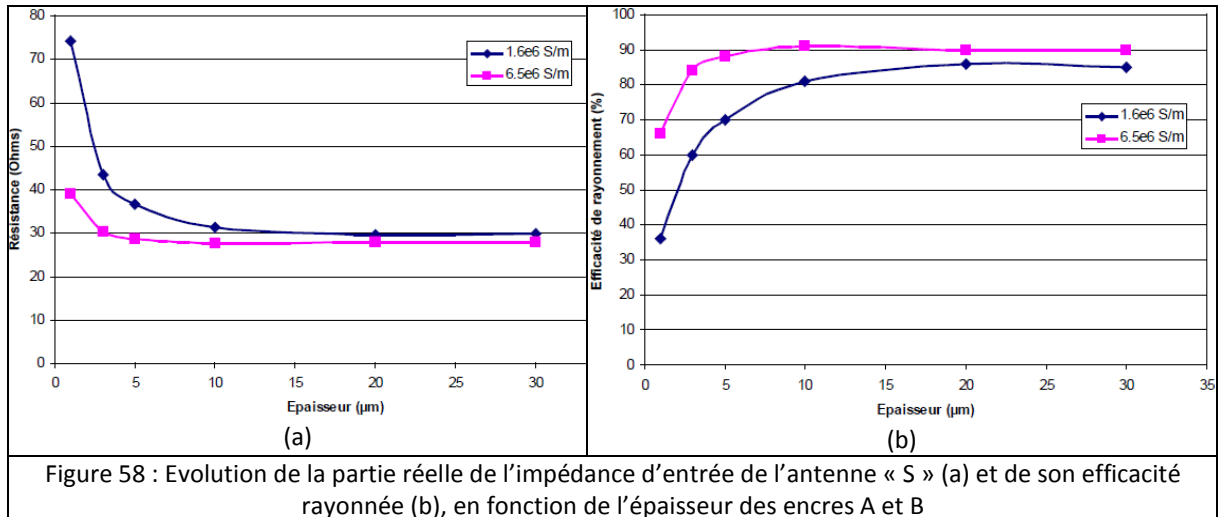


Figure 57 : Coefficient de transmission en puissance entre la puce Impinj Monza 2 et l'antenne « S » pour 3 conducteurs différents, (a) pour une épaisseur de dépôt de 10 μm , (b) pour une épaisseur de dépôt de 1 μm

Ce constat est confirmé par l'étude portant sur des variations plus importantes de l'épaisseur de métallisation pour les encres A et B à la fois sur l'impédance d'entrée de l'antenne et sur l'efficacité rayonnée (Figure 58). Nous observons clairement que l'épaisseur du dépôt a une très forte influence sur ces deux grandeurs pour des valeurs inférieures à environ celle de l'épaisseur de peau.



Nous nous sommes ensuite intéressés à l'influence du matériau diélectrique constituant le support du tag. Pour cela, nous avons fait varier son épaisseur et sa permittivité relative. Si l'on analyse les résultats obtenus pour les modèles type « ILA » et « TA », on observe globalement le même type de variation que ceux présentés Figures 59 et 60, dans le cas du modèle « ILA ».

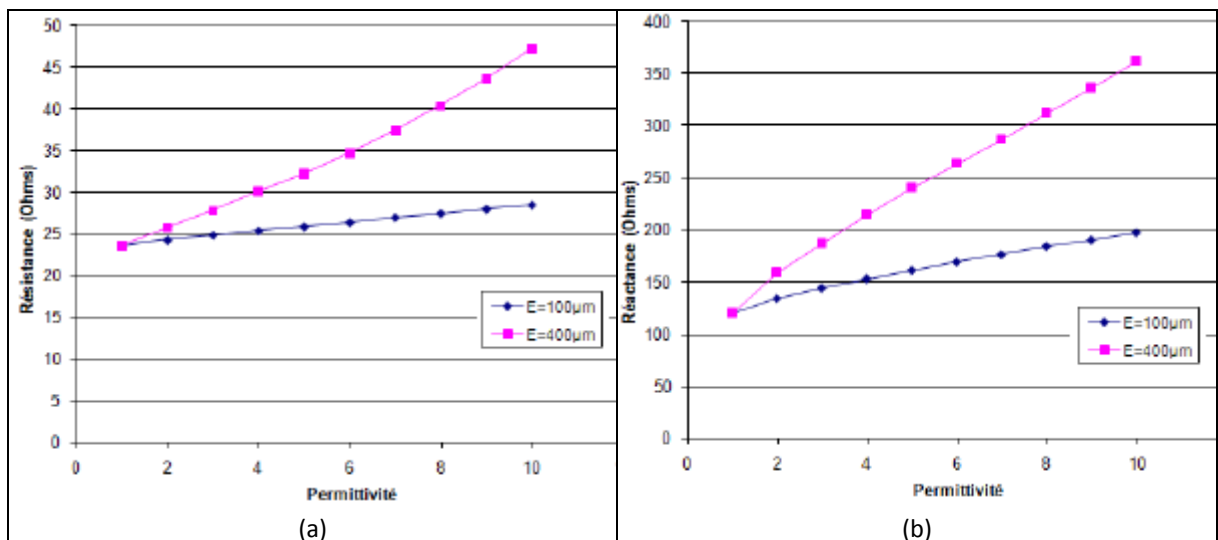


Figure 59 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de l'antenne « ILA » en fonction de la permittivité relative du support pour 2 épaisseurs de substrat

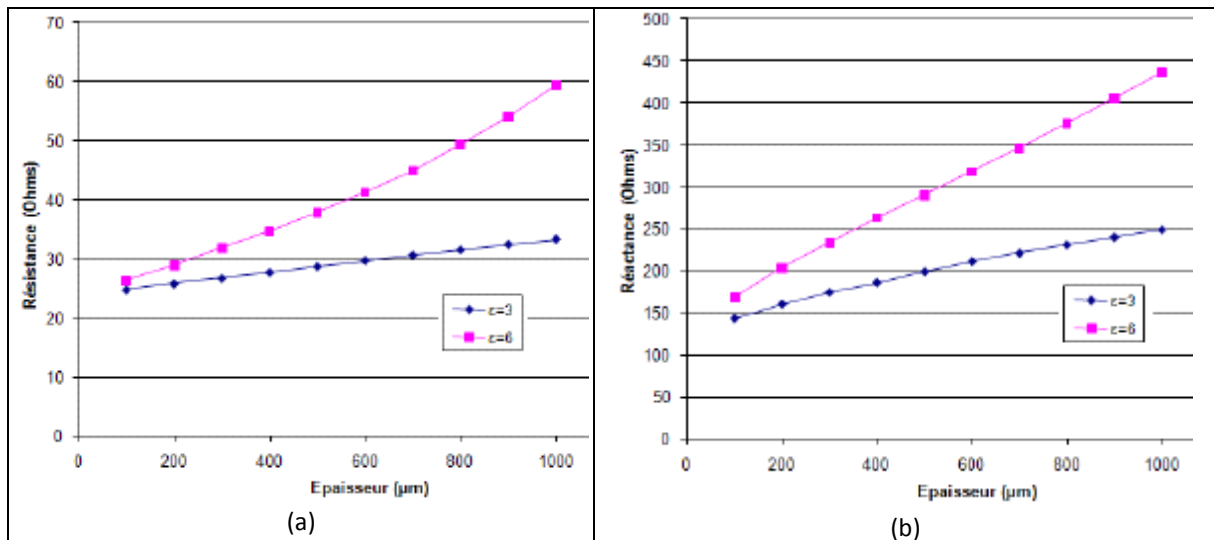


Figure 60 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de l'antenne « ILA » en fonction de l'épaisseur du support pour 2 valeurs de permittivité

Nous pouvons voir l'influence importante à la fois de la permittivité du substrat et de son épaisseur sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Ainsi, les parties réelles et imaginaires augmentent en même temps que la permittivité et la hauteur du substrat respectivement d'un facteur 2 et d'un facteur 3. Ceci peut s'expliquer par le fait que la résonance du dipôle en espace libre se situe au-dessus de la bande étudiée. Et cette même résonance diminue en fréquence lorsque ces deux paramètres augmentent.

Nous nous sommes ensuite penchés sur un cas plus concret. En effet, les cartes destinées à l'identification de personnes ont un format de type carte de crédit avec une épaisseur de 800 μm et sont réalisées avec des matériaux comme le PET (polytéréphtalate d'éthylène) ou le PVC (chlorure de polyvinyle), dont les permittivités relatives sont comprises entre 2 et 5.

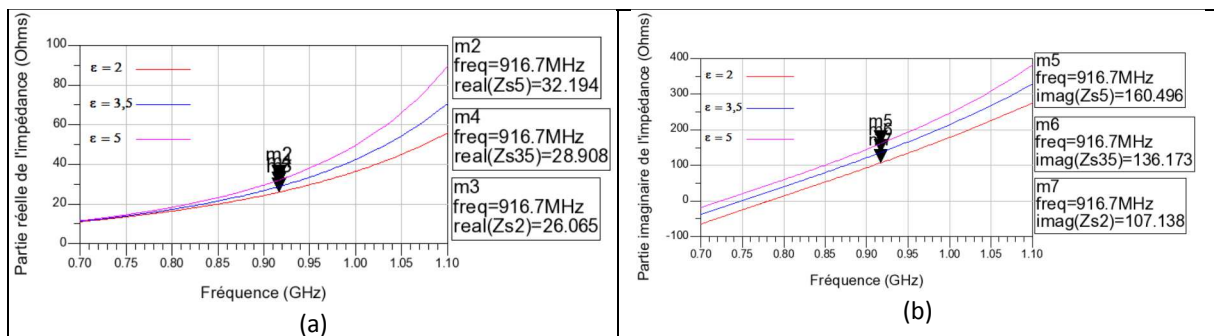
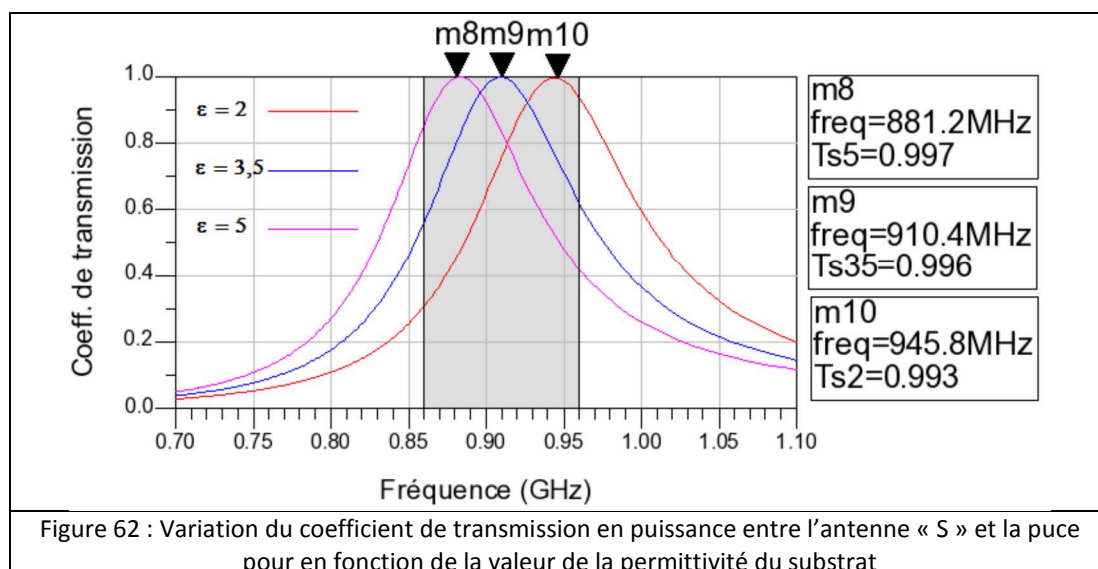


Figure 61 : Evolution de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de l'antenne « S » pour 3 valeurs différentes de permittivité

La Figure 61 montre l'influence de ce paramètre sur l'impédance de l'élément rayonnant. Les mêmes variations sont observées que dans le cas de l'épaisseur de substrat et ce pour les mêmes raisons. Si l'on observe maintenant comment ces variations sont traduites au niveau du coefficient de transmission en puissance (Figure 62), nous pouvons voir que la fréquence de fonctionnement peut être décalée jusqu'à 60 MHz (soit 6,7%) et les performances du tag être ainsi fortement dégradées.



Ces conclusions ont été confirmées par des mesures effectuées avec de prototypes réalisées à partir d'un design en « S » associé à une puce Impinj Monza 2, pour 2 substrats différents et 2 épaisseurs différentes (Figures 63 et 64).

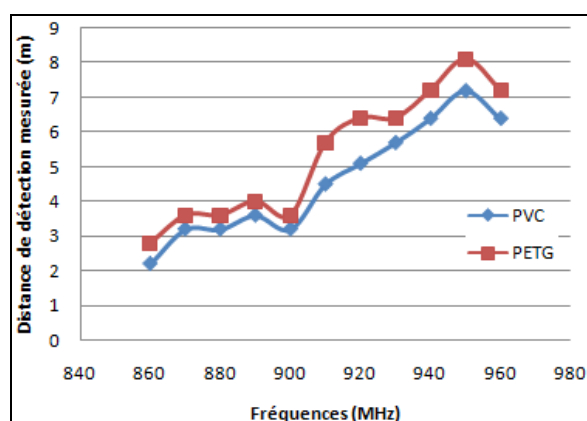


Figure 63 : Distance de détection en fonction de la fréquence pour l'antenne « S » positionnée sur 2 substrats différents

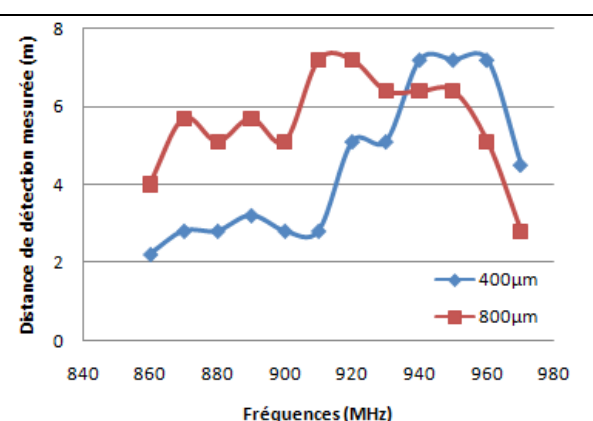


Figure 64 : Distance de détection en fonction de la fréquence pour l'antenne « S » positionnée sur 2 épaisseurs différentes de substrat

Ainsi, sur la distance de détection, des différences de performances pouvant aller jusqu'à plusieurs mètres peuvent être observées.

Ces différentes études ont permis de confirmer qu'une connaissance approfondie des matériaux de fabrication (métallisations et substrats) est donc indispensable dans la conception de tags RFID performants.

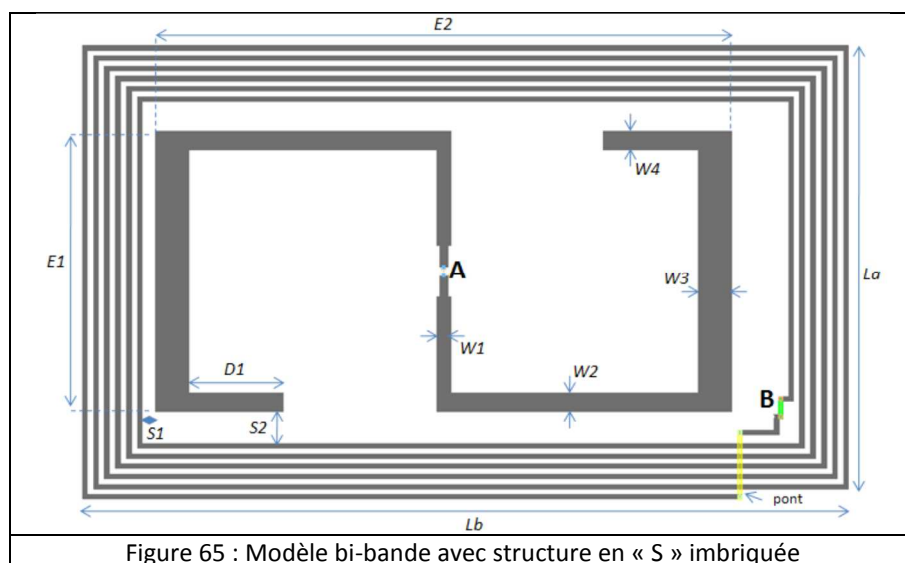
2.3.1.1.2 Etiquettes multi-bandes

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés à la conception d'étiquettes multi-standards, afin de proposer des solutions capables d'être utilisées avec de futurs lecteurs de normes différentes. L'idée étant, malgré le surcoût engendré par l'utilisation d'une deuxième (voire d'une troisième) puce, de permettre à l'utilisateur de pouvoir utiliser le même tag pour des applications différentes ou pour un intégrateur de pouvoir créer une application complexe qui permettra de choisir le type d'identification à effectuer selon le niveau de sécurité ou la distance requise. Il nous a semblé intéressant de nous focaliser plutôt sur un format carte de crédit pour un fonctionnement dans les

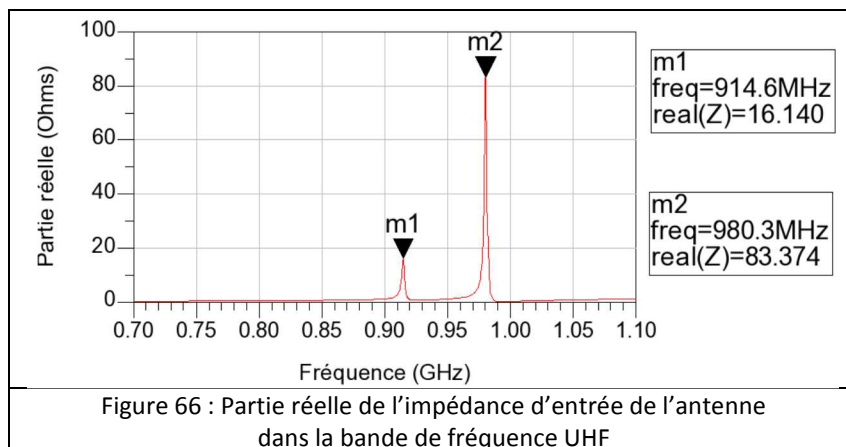
bandes HF et UHF, avec pour objectif de pouvoir insérer l'élément rayonnant dédié à la bande haute à l'intérieur de la surface laissée libre par le design de l'élément HF, pour ne pas augmenter l'encombrement global. En effet, contrairement à ce que nous avons vu dans la partie précédente, les tags HF ont pour leur part un fonctionnement en champ proche et donc de type couplage magnétique. L'élément rayonnant est ainsi réalisé à l'aide de spires métalliques comme nous le verrons dans le paragraphe qui suit. Les solutions existantes pour l'identification voient leurs spires longer les bords de l'espace alloué, laissant une surface libre non négligeable à l'intérieur de la carte.

Dans la littérature, les solutions HF/UHF proposées alors, privilégiaient soit un positionnement des éléments rayonnants l'un à côté de l'autre ce qui ne favorise pas les performances notamment en HF comme nous le verrons plus loin [41], soit une association imbriquée comme nous souhaitons la réaliser mais ici dans un encombrement bien supérieur à celui d'une carte type carte de crédit [42], ou alors dans un format respectant cette contrainte mais au détriment d'une difficulté de réalisation qui rendrait cette solution peu envisageable en grande production [43].

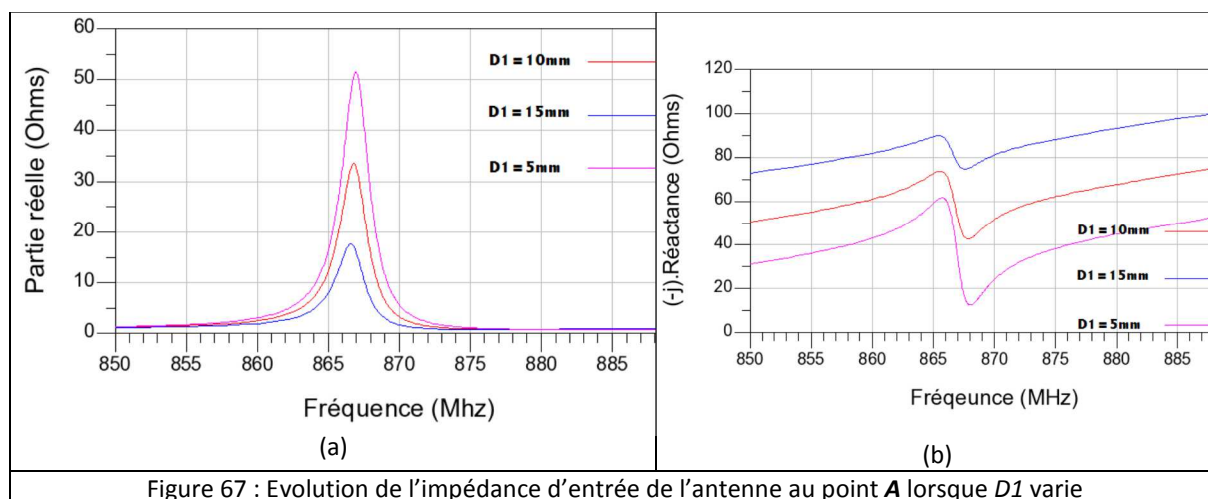
Nous avons donc décidé d'intégrer l'élément rayonnant de type « S » présenté dans la partie précédente pour la bande UHF à l'intérieur de l'espace laissé libre par les spires permettant le fonctionnement en HF (Figure 65). Chacun des éléments est destiné à fonctionner avec respectivement une puce Impinj Monza V2 présentant une impédance d'entrée de $(20-j110) \Omega$ à 866,5 MHz et une puce Philips Mifare UL présentant à son entrée une capacité de 17 pF à la fréquence de 13,56 MHz.



Nous nous sommes rapidement heurtés au fait que la présence des spires autour du dipôle altère considérablement les performances de ce dernier notamment en termes de rayonnement. Ainsi, la présence métallique des spires diminue fortement la partie réelle de l'impédance du dipôle rendant son adaptation très délicate. Cependant, nous avons observé à une fréquence proche, la présence d'une résonance créée grâce à l'excitation par couplage avec le dipôle, de courants à la surface des spires. De plus, la valeur de l'impédance présentée au point d'alimentation UHF (noté **A** sur la Figure 66), pouvait laisser espérer qu'elle puisse être exploitée (Figure 66).



Des études paramétriques portant sur la taille des spires, celles des brins du dipôle ainsi que la position de ce dernier à l'intérieur des spires nous ont permis d'identifier les paramètres ayant le plus d'influence sur l'impédance de l'antenne vue du point A. La Figure 67 donne un exemple des variations obtenues pour le paramètre $D1$ qui constitue la dernière partie du brin du dipôle.



L'optimisation de ces paramètres a permis l'obtention d'une structure fonctionnant à la fois en HF et en UHF pour la bande européenne (865-868 MHz). Un prototype de ce tag a été réalisé et mesuré sur du substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 2,2$ et d'épaisseur 0,7mm avec pour matériau conducteur du cuivre. L'évaluation du fonctionnement en HF a été réalisé par la mesure de la distance d'interrogation maximale à l'aide d'un banc de mesures de la norme ISO/IEC 10373-6 et a montré que la carte restait détectable à 6 cm, ce qui reste correct si l'on considère que la distance classique mesurée pour ce type de fonctionnement (ISO 14443 type A) est de l'ordre de 10 cm. Cette diminution est principalement due à la présence du dipôle au centre de la carte qui de fait, diminue la surface de captation. En ce qui concerne le fonctionnement aux fréquences UHF, une distance de 5,1 m a été mesurée dans la bande européenne et de seulement 2 m pour la bande américaine (902-928 MHz). Malheureusement, nous ne sommes pas parvenus à une optimisation conjointe de ces 2 bandes. Toutefois, nous avons montré que les dimensions de l'antenne peuvent être facilement ajustées pour optimiser le fonctionnement dans cette bande voire dans la bande japonaise (952-954MHz)[44]. En ce qui concerne le rayonnement dans la bande haute, la Figure 68 présente le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne optimisée en bande UHF européenne. Il présente un caractère dipolaire avec un gain maximum de 3dBi et une efficacité de rayonnement de 92%.

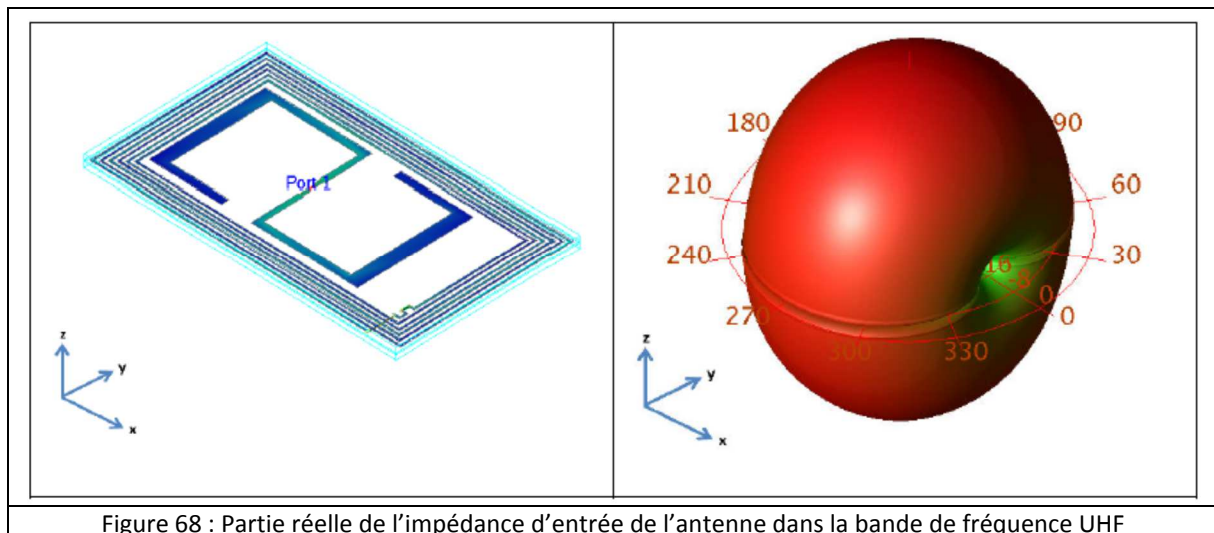


Figure 68 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne dans la bande de fréquence UHF

A partir de ces résultats, nous avons voulu aller plus loin en ajoutant le standard SHF (2,45 GHz) à la solution précédente. Pour cela, nous avons inséré un dipôle supplémentaire (Figure 69) associé à une puce bi-bande (UHF-SHF) utilisée seulement en SHF. Cette dernière présente une impédance de $10 - j80 \text{ } (\Omega)$ à 2,45 GHz [45].

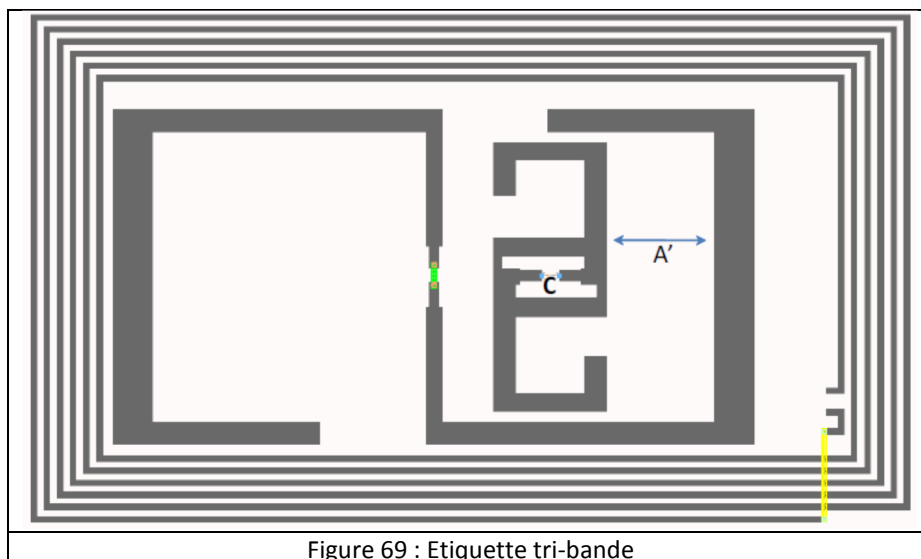
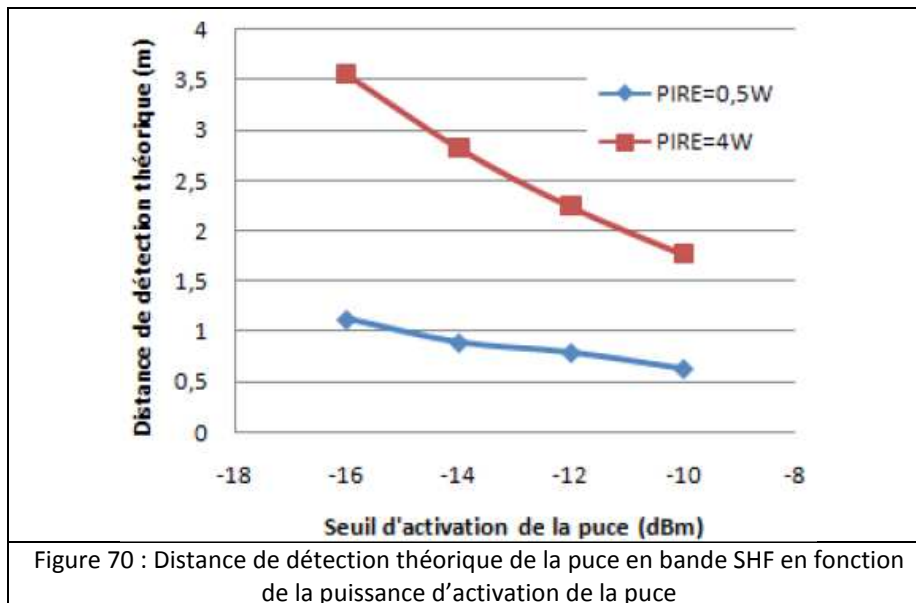


Figure 69 : Etiquette tri-bande

De nouvelles études paramétriques portant sur l'influence des différents paramètres du dipôle ont permis de montrer qu'il était possible de faire varier la partie réelle de son impédance présentée en C de 6 à $18 \text{ } (\Omega)$ et sa partie imaginaire de $j68$ à $j120 \text{ } (\Omega)$. Une optimisation de sa géométrie à l'impédance visée a donc été possible. Bien que la présence de ce dipôle n'ait pas influencé les performances en HF et dans la bande UHF européenne, la présence des éléments métalliques proches, ont par contre fortement perturbé l'efficacité rayonnée de cet élément puisqu'elle n'est que de 30% à 2,45 GHz et le gain maximum n'est que de 0,8 dBi. Cependant, une évaluation théorique de la distance de fonctionnement pour les deux valeurs de PIRE possibles pour ce standard (0,5 W en extérieur et 4 W en intérieur) montre qu'une distance de l'ordre de 2 m peut-être espérée en intérieur (Figure 70).



Dans cette partie, ont été présentées les différentes solutions que nous avons apportées dans la conception d'éléments antennaires pour des tags fonctionnant en UHF, HF/UHF et HF/UHF/SHF. Concernant les étiquettes HF/UHF, la société ASK commercialise cette solution sous le nom de « TwinSet » depuis 2010 [46], et des travaux récents ont encore présenté des solutions où l'élément rayonnant dans la bande UHF est inséré à l'intérieur des spires [47], [48]. Toutefois, l'originalité de notre démarche consiste ici dans le fait que l'élément rayonnant imbriqué permet aussi une excitation correcte des spires qui participent alors également au rayonnement en UHF.

2.3.1.2 Modélisation système et optimisation d'antennes pour étiquettes dédiées à la RFID HF

Toujours avec la société ASK comme partenaire, nous avons dans le cadre d'un projet FUI dénommé FastPASS labellisé par le pôle SCS, étudié la conception d'antennes dédiées à des étiquettes HF (13,56 MHz) pour le transport au format ID-1 (8,6 cm x 5,4 cm). Bien que cette gamme de fréquence ne soit pas au départ une des spécialités du laboratoire, il nous a semblé intéressant de nous pencher sur cette problématique, d'autant plus qu'il permettait d'initier une collaboration forte avec une autre équipe du LEAT, l'équipe MCSOC (Modélisation et Conception Systèmes d'Objets Communicants). Le but de ce projet qui a pour partenaires (en plus des deux équipes du LEAT) : ASK, ST Microelectronics (site de Rousset) et l'ISEN (Institut Supérieur de l'Electronique et du Numérique, site de Toulon), est de réaliser des étiquettes de nouvelles générations, capables de doubler les performances obtenues jusqu'ici en termes de temps de transaction, de niveau de sécurité et de distance de fonctionnement. C'est à ce dernier critère (qui est actuellement de l'ordre de 10 cm) que nous nous sommes intéressés dans le cadre de la thèse d'Oumar MOURAD débutée en mars 2011. Comme nous l'avons dit précédemment, le fonctionnement des tags en HF se fait en champ proche et est de type couplage magnétique. L'optimisation de la géométrie de l'antenne d'une étiquette doit donc se faire en tenant compte de la présence à la fois de l'antenne de l'interrogateur, du canal de propagation et de la puce à laquelle elle sera connectée. C'est pourquoi, nous avons commencé par aborder la modélisation et le mode de fonctionnement des systèmes oscillants couplés RFID. Notre approche s'est basée sur le modèle suivant (Figure 71) constitué de deux circuits oscillants RLC de type série pour le lecteur et de type parallèle pour la carte.

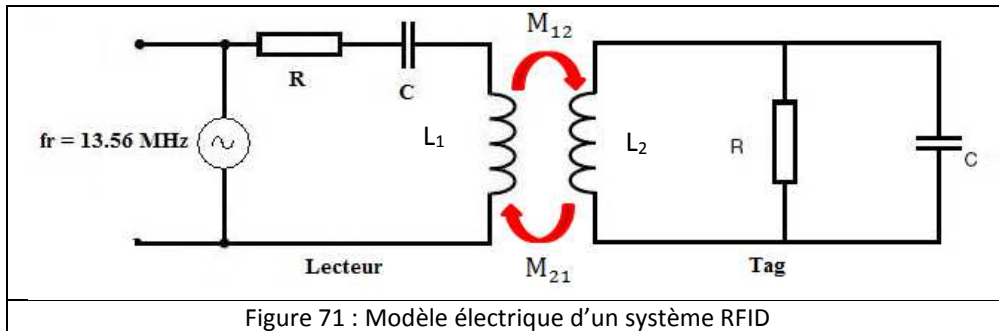


Figure 71 : Modèle électrique d'un système RFID

A partir de ce modèle nous avons proposé une modélisation du système sous le logiciel Designer d'ANSYS incluant des données issues de simulations électromagnétiques réalisées avec le logiciel HFSS (Figure 72). Cette approche se distingue d'autres modèles présentés qui n'étaient que purement analytiques [49], [50] ou qui ne s'intéressaient qu'à la modélisation du couplage entre antennes [51]. Cette modélisation permet de prendre en compte les caractéristiques géométriques et électriques des antennes côté lecteur et côté tag, celles du canal de propagation ainsi que l'impédance de la puce à laquelle l'antenne du tag est connectée. La puce avec laquelle nous avons travaillé a été développée par ST Microelectronics. Il s'agit du modèle ST23YR18. Son impédance d'entrée mesurée par l'ISEN, présente à 13,56 MHz une capacité parallèle C_{1c} de 66 pF et une résistance parallèle R_{1c} de 1025 Ω , ce qui représente une impédance de $30 - j 172 (\Omega)$.

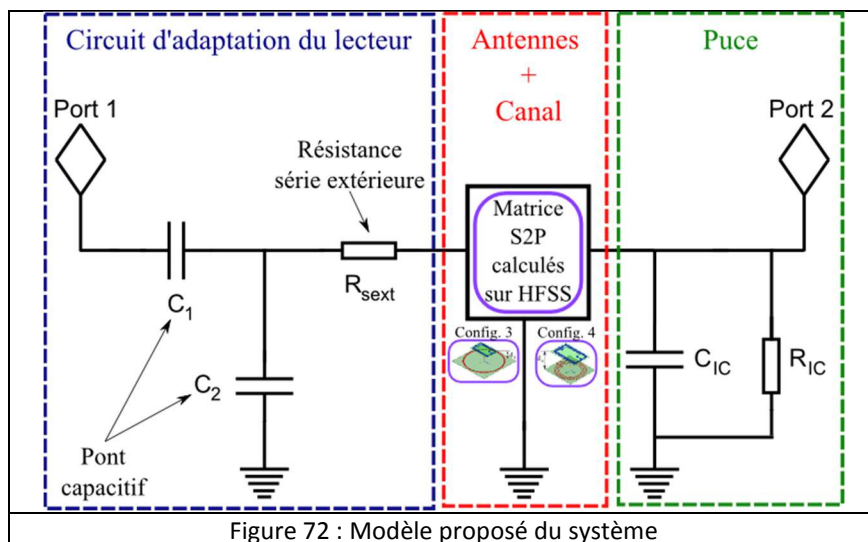


Figure 72 : Modèle proposé du système

Ce modèle nous a ainsi permis de simuler et de quantifier l'influence des différentes géométries d'antennes pour le lecteur (Figure 73) et pour les tags (Figure 74), celle des matériaux utilisés (conducteurs et diélectriques), ainsi que l'influence de leur fréquence de travail respective sur les performances en termes de couplage et de transmission (Figure 75).

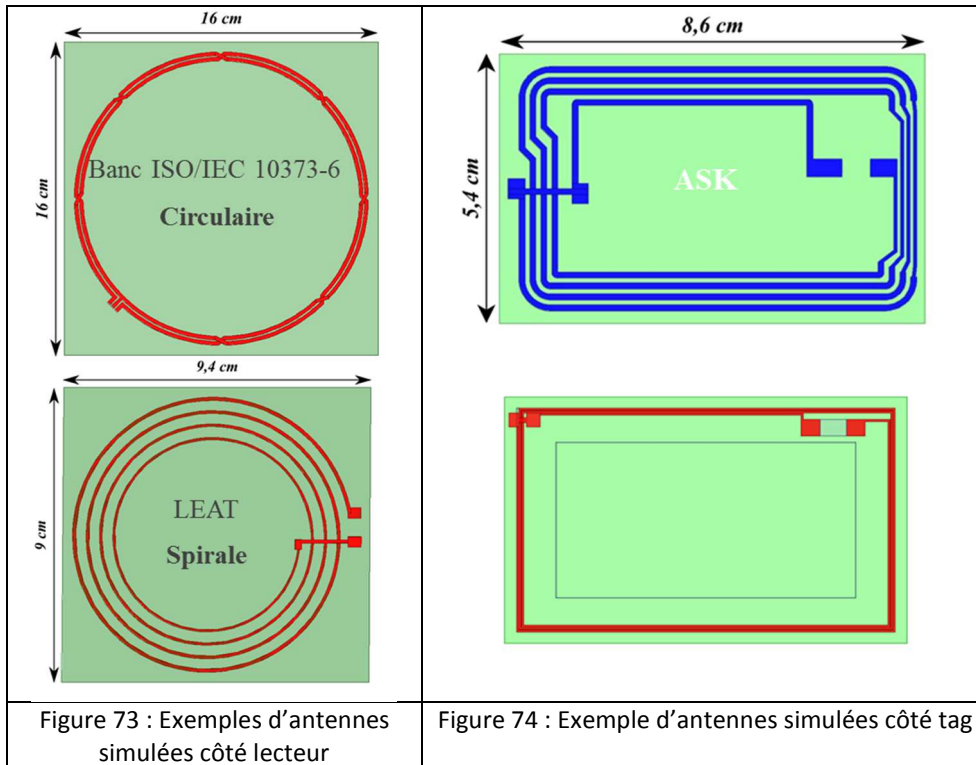


Figure 73 : Exemples d'antennes simulées côté lecteur

Figure 74 : Exemple d'antennes simulées côté tag

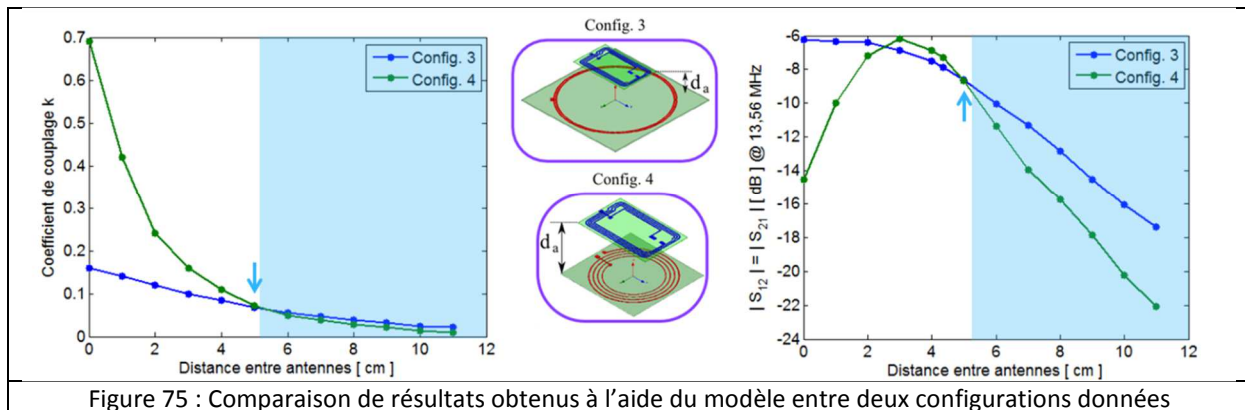
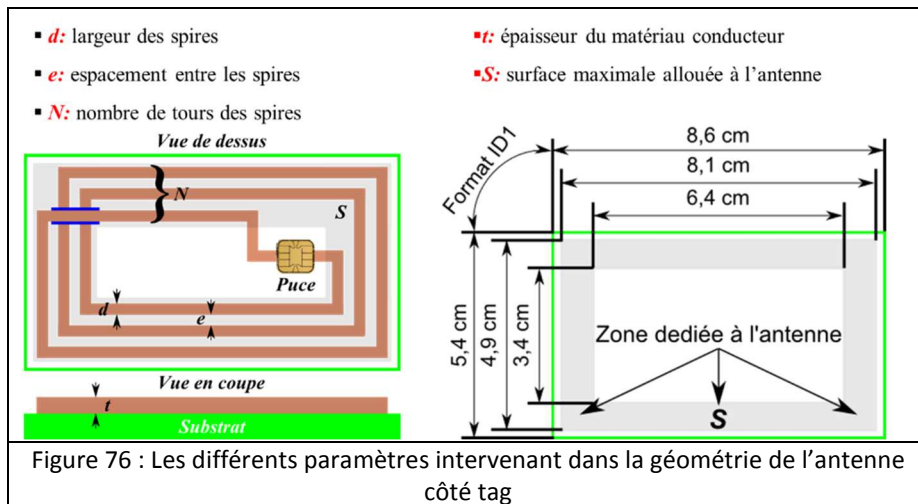
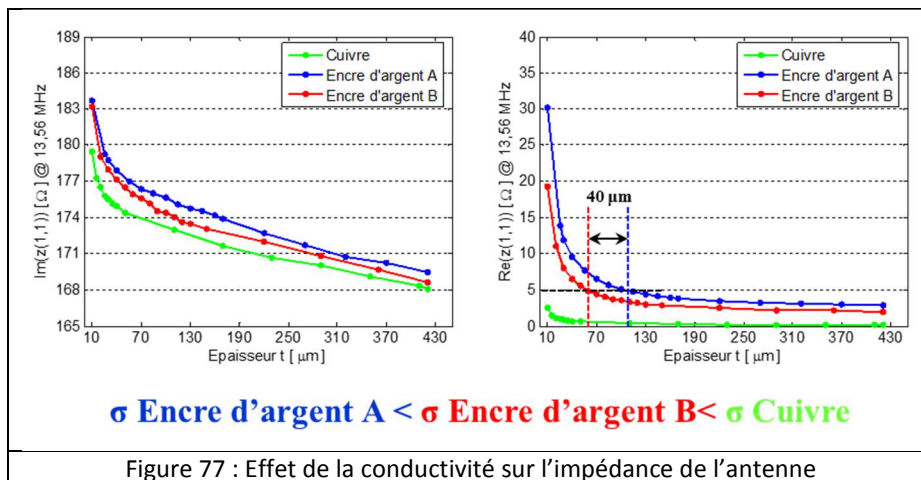


Figure 75 : Comparaison de résultats obtenus à l'aide du modèle entre deux configurations données

Afin de tenter de déterminer la géométrie d'antenne associée au tag permettant un fonctionnement optimal et de la valider à l'aide du modèle précédent, nous avons dû au préalable effectuer plusieurs études paramétriques portant sur l'influence des différents paramètres de l'antenne dans le cas de cartes au format ID1 (Figure 76) auxquels nous avons ajouté la conductivité du conducteur pour laquelle nous avons comparé les influences pour 3 sortes d'encre différentes : le cuivre ($5,8 \cdot 10^7$ S/m), l'encre A ($2,7 \cdot 10^6$ S/m) et l'encre B ($4,4 \cdot 10^6$ S/m), ces dernières ayant des conductivités différentes de celles du paragraphe précédent.



Nous présentons certains des résultats issus de ces études sur les Figures 77 et 78. Nous rappelons que nous cherchons à maximiser la distance de fonctionnement ce qui revient à optimiser la géométrie de l'antenne afin de permettre un transfert d'énergie maximal entre l'antenne du tag et la puce qui lui est connectée. Ceci implique que l'impédance présentée par l'antenne possède une partie imaginaire égale au conjugué de celle de la puce. Ainsi, pour une partie imaginaire de l'impédance de puce égale à $-j172 \text{ } (\Omega)$, l'antenne boucle doit présenter une inductance de l'ordre de $2 \mu\text{H}$ à $13,56 \text{ MHz}$. D'autre part, nous cherchons également à minimiser la partie réelle présentée par l'impédance de l'antenne afin de minimiser les pertes résistives.



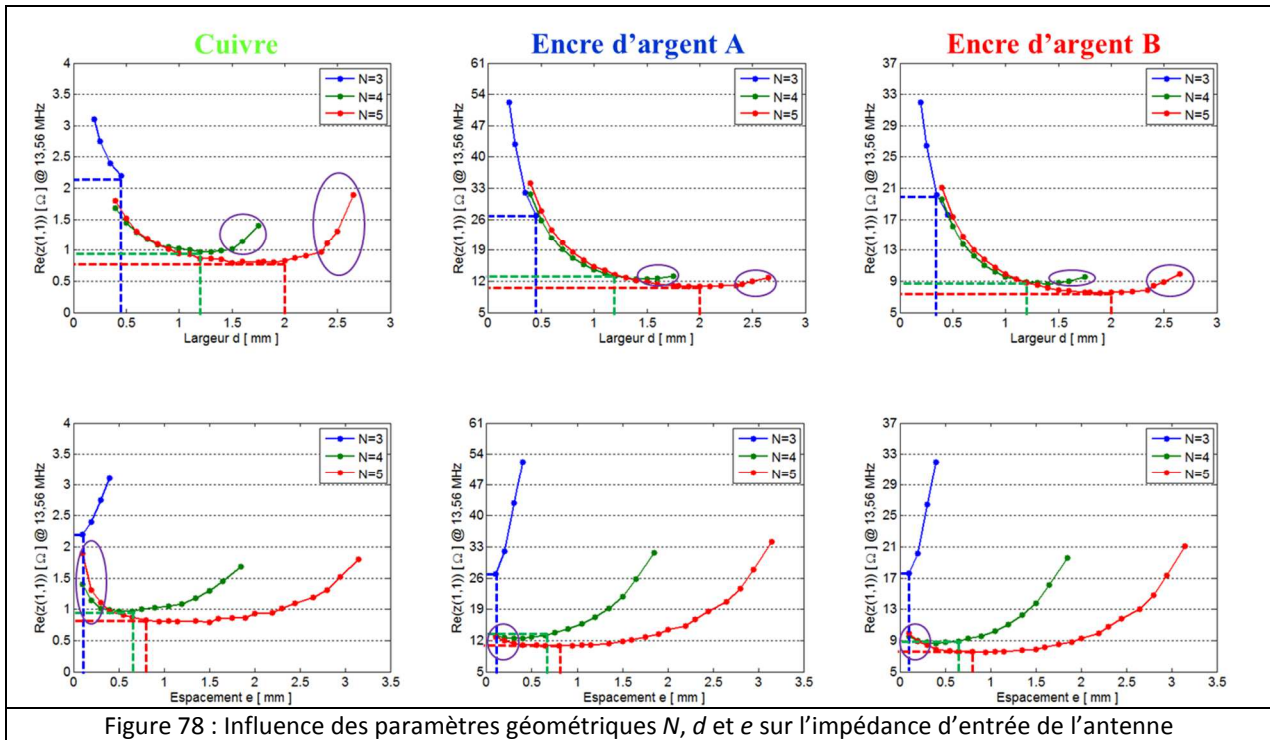


Figure 78 : Influence des paramètres géométriques N , d et e sur l'impédance d'entrée de l'antenne

Ces nombreuses études paramétriques nous ont notamment montré que pour minimiser la partie réelle de l'impédance de l'élément rayonnant, il n'est pas utile d'augmenter l'épaisseur de métallisation au-delà d'une valeur égale à 2 fois l'épaisseur de peau, car son influence sur la partie réelle devient ensuite négligeable. De même, il n'est pas utile d'augmenter la largeur des pistes au-delà d'une valeur telle que l'espacement entre les spires soit inférieur à $0,4 \mu\text{m}$ car l'effet inverse se produit à cause de l'effet de proximité [52].

A partir des résultats issus de ces simulations, nous avons déterminé 3 géométries (chacune d'elle pour un nombre N de spires données différent) présentant à 13,56 MHz, une partie imaginaire équivalente à une inductance de $2,09 \mu\text{H}$ et une partie réelle minimale (Figure 79).

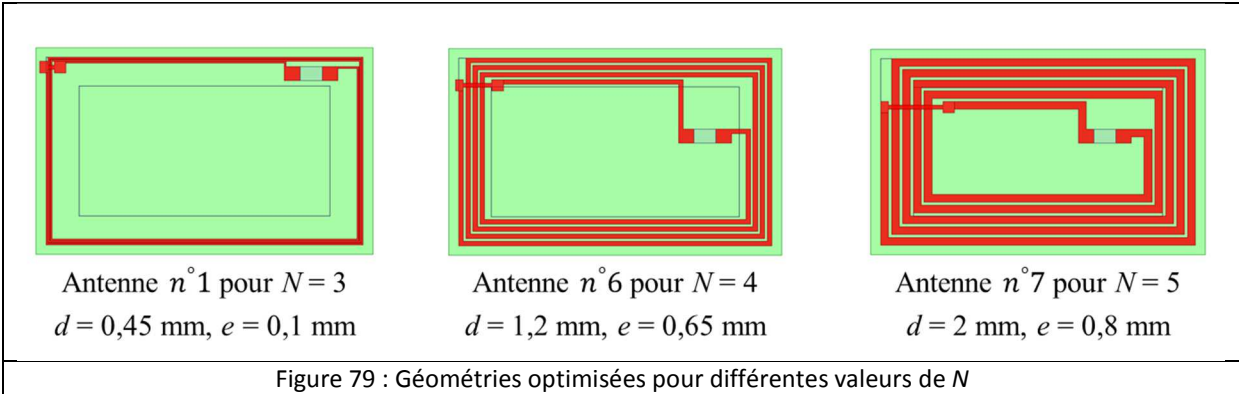


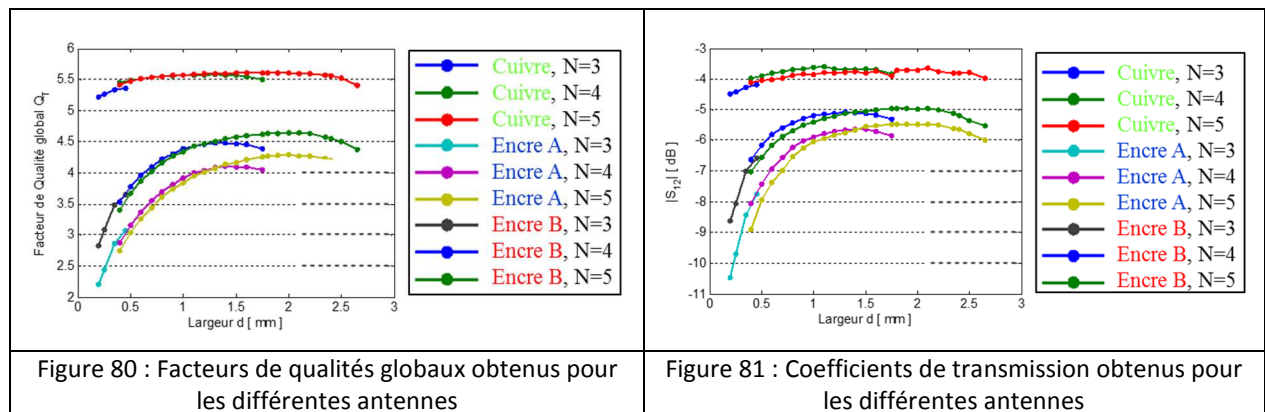
Figure 79 : Géométries optimisées pour différentes valeurs de N

Sachant que les antennes boucles sont caractérisées notamment par le coefficient de couplage k et leur facteur de qualité non-charge Q_s [53], le Tableau 8 regroupe les valeurs obtenues à partir de simulations pour ces trois géométries.

Antenne	Facteur de Qualité Q_s			Coefficient de couplage k
	Cuivre	Encre d'argent A	Encre d'argent B	
n° 1 pour $N = 3$	80	6,5	10	0,086
n°6 pour $N = 4$	179	14	20,5	0,083
n° 7 pour $N = 5$	214	17	24	0,077

Tableau 8 : Caractéristiques des antennes optimisées

Ces résultats nous montrent ainsi que l'antenne n°7 présente la partie réelle la plus faible (et donc le facteur de qualité Q_s le plus grand), mais ne présente pas le coefficient de couplage k le plus élevé. D'autre part, si l'on représente le facteur de qualité global (c'est-à-dire tenant compte des facteurs de qualité propres de l'antenne et de la puce) et le coefficient de transmission, nous obtenons les courbes représentées Figures 80 et 81.



Nous observons sur ces courbes que pour les antennes ayant comme conducteur le cuivre, les valeurs du facteur de qualité global et du coefficient de transmission sont quasi constantes sur l'intervalle considéré. On observe par contre que les variations sont beaucoup plus importantes lorsque les conducteurs utilisés sont l'encre B et surtout l'encre A. Ainsi une optimisation sera d'autant plus intéressante et importante pour ces deux derniers cas.

Pour valider ces résultats, nous avons réalisé plusieurs prototypes :

- certains ayant pour conducteur du cuivre ($\sigma=5,8.10^7$ S/m, $t = 30 \mu\text{m}$) et comme substrat du FR4 époxy ($\epsilon_r=4,4$, $t_s=0,8$ mm, $\tan \delta = 0,02$)
- d'autres ayant pour conducteur de l'encre A ($\sigma=2,7.10^6$ S/m, $t = 30 \mu\text{m}$) et comme substrat du papier ($\epsilon_r=3,5$, $t_s=0,3$ mm, $\tan \delta = 0,02$).

Tous ces prototypes ont été associés à la même puce ST23YR18. Leur caractérisation a consisté en l'utilisation du banc de mesures de la norme ISO/IEC 10373-6 pour déterminer la valeur minimale du champ d'activation de la puce. Les mesures ont confirmé les tendances obtenues en simulation, à savoir que :

- pour les antennes réalisées en cuivre, il n'y a pas eu de différences observées sur la valeur minimale du champ d'activation entre les différents designs.
- par contre, pour celles réalisées en encre A, nous avons pu observer des différences notables entre les performances des différents designs. Ces différences observées en mesure par la

détermination de la valeur minimale du champ d'activation, sont en accord avec les résultats issus des simulations. Ainsi les géométries pour lesquelles le coefficient de transmission est maximal correspondent bien à celles ayant un champ d'activation mesuré minimal.

Ces résultats montrent la validité de notre modèle et nous ont également permis d'établir une méthodologie d'optimisation qui est présentée Figure 82.

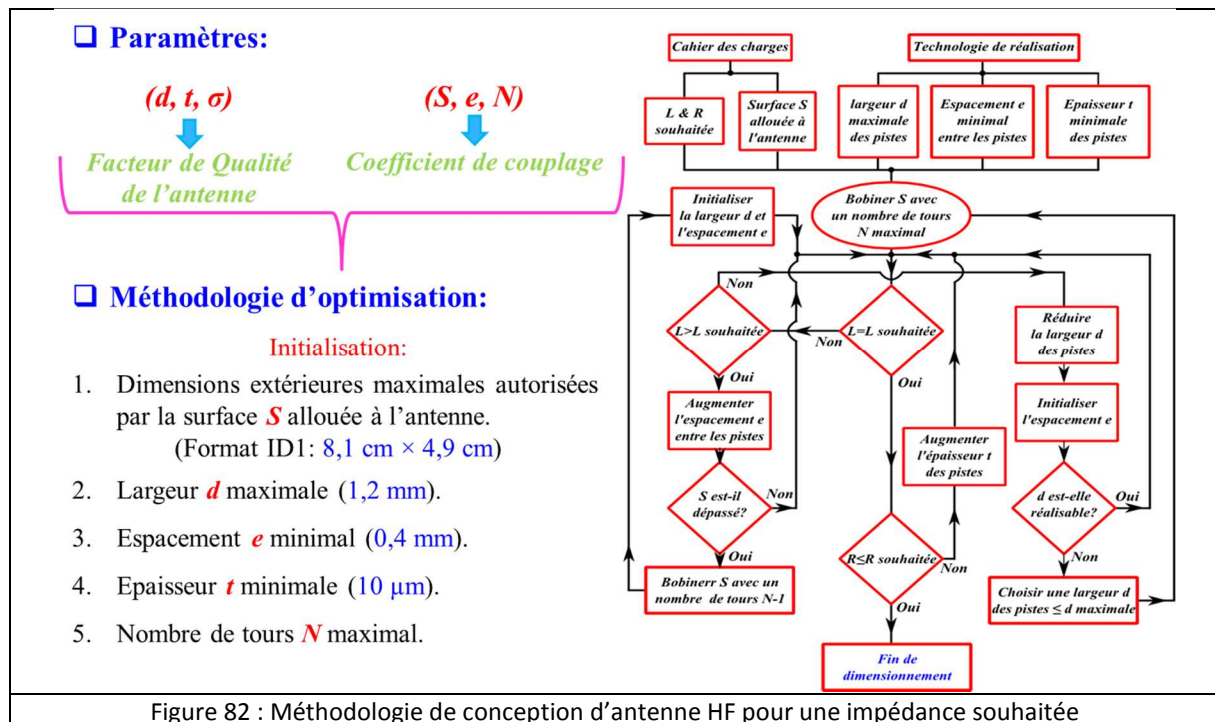


Figure 82 : Méthodologie de conception d'antenne HF pour une impédance souhaitée

Cette optimisation a toutefois été effectuée pour une impédance de puce fixe. Or nous savons que cette dernière varie en fonction de la puissance qui lui est injectée et de son mode de fonctionnement (correspondant à des fréquences d'horloge CPU différentes). Nous avons par la suite voulu déterminer si une géométrie pouvait être performante pour un maximum d'impédances différentes présentées par la puce. Pour cela, nous avons choisi différentes valeurs parmi celles mesurées par l'ISEN, sur les courbes présentées Figure 83.

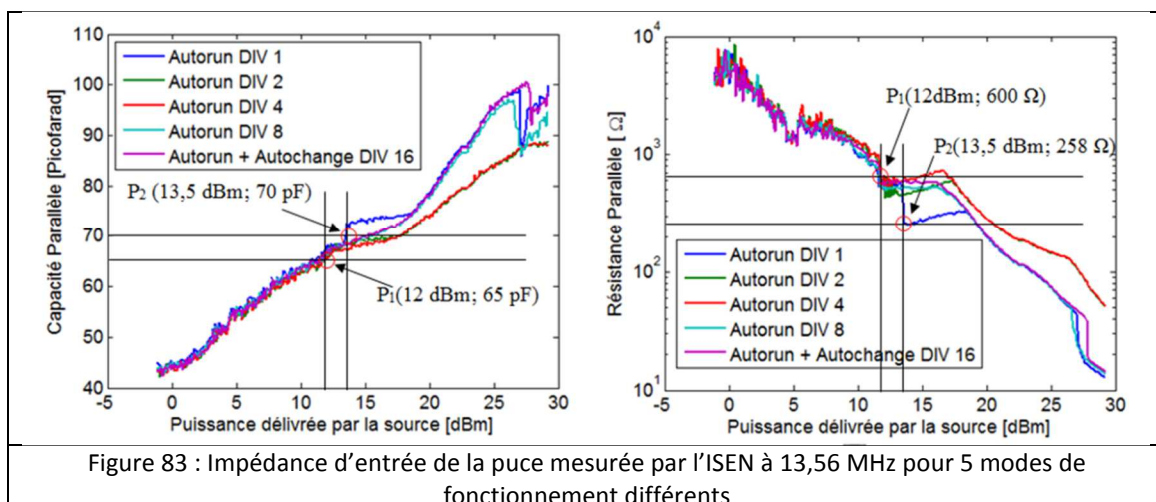


Figure 83 : Impédance d'entrée de la puce mesurée par l'ISEN à 13,56 MHz pour 5 modes de fonctionnement différents

A partir de ces courbes, nous avons établi une matrice d'antennes (Figures 84 et 85) présentant une impédance d'entrée telle que leur partie imaginaire soit équivalente à une inductance L comprise en

1,15 μH et 2,75 μH correspondant à une variation de partie imaginaire de l'impédance de la puce équivalente à une capacité comprise entre 50 et 120 pF à 13,56 MHz.

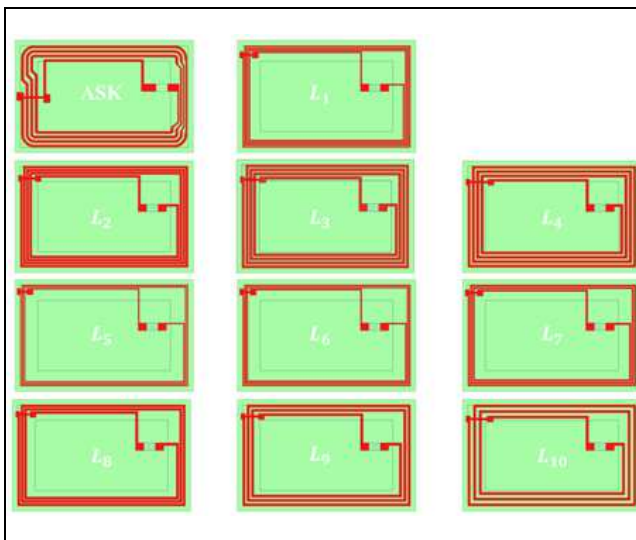
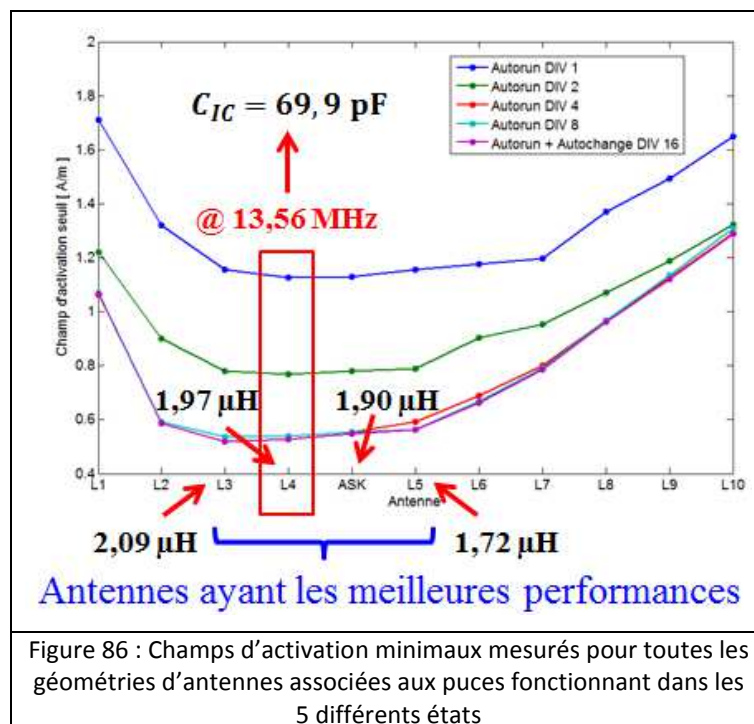


Figure 84 : Géométrie des antennes réalisées

Antennes (Classe 1 PICC)	d [mm]	e [mm]	t	N	L_A simulée [μH]	R simulée [Ω]
ASK	1,2	0,95	30	4	1,9	1
L_1	0,6	0,40	30	4	2,75	2,2
L_2	1,1	0,40	30	4	2,3	1,4
L_3	1,2	0,65	30	4	2,09	1
L_4	1,2	0,90	30	4	1,97	1
L_5	0,5	0,40	30	3	1,72	1,5
L_6	0,6	0,40	30	3	1,62	1,6
L_7	0,8	0,40	30	3	1,53	1,1
L_8	1,2	0,40	30	3	1,38	0,9
L_9	1,2	0,90	30	3	1,25	0,7
L_{10}	1,2	1,50	30	3	1,15	0,6

Figure 85: Caractéristiques géométriques des prototypes réalisés

Toutes ces antennes ont ensuite été caractérisées de la façon suivante : elles ont été successivement connectées à des puces dont le mode de fonctionnement a été préalablement fixé. Les résultats de ces mesures sont présentés à la Figure 86.



L'analyse de ces résultats montre qu'il existe plusieurs géométries présentant des performances intéressantes mais une seule obtient les meilleures performances quel que soit le mode de fonctionnement de la puce : il s'agit de la géométrie n°4. Or, cette géométrie correspond à celle pour laquelle le module de l'impédance liée au seuil d'activation de la puce est minimal (Figure 87).

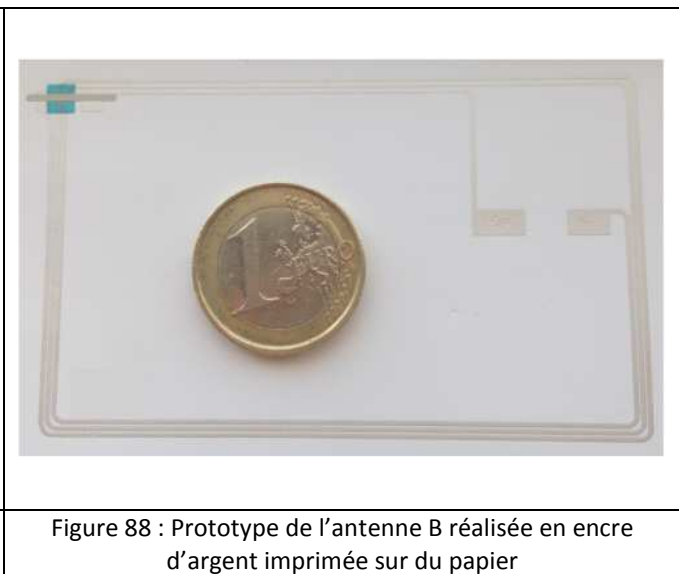
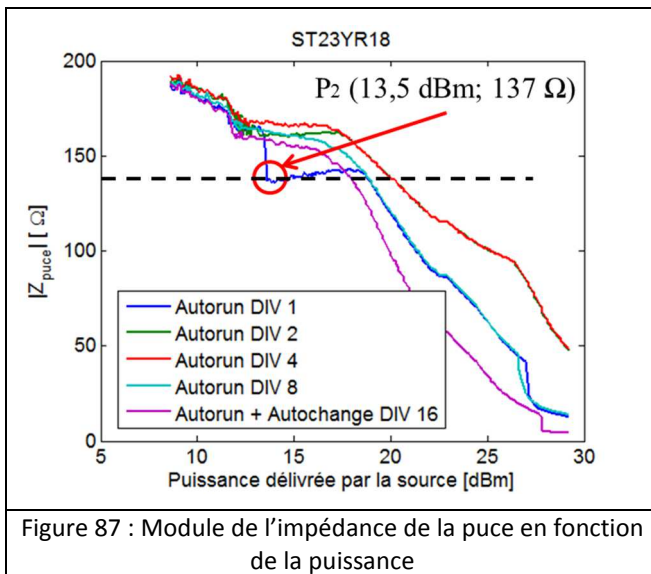


Figure 87 : Module de l'impédance de la puce en fonction de la puissance

Figure 88 : Prototype de l'antenne B réalisée en encre d'argent imprimée sur du papier

Compte tenu de l'ensemble de ces résultats, nous avons été en mesure d'optimiser la géométrie d'une antenne (Figure 88) réalisée sur un substrat de type papier présentant des performances équivalentes à celles utilisées actuellement par la société ASK mais présentant une surface de métallisation inférieure d'un facteur supérieur à 2 et qu'ASK a choisi de mettre en production.

Après nous être intéressés à l'étude et la conception d'antennes pour tags pour les différents standards utilisés en RFID, nous nous sommes tournés vers celles des éléments rayonnants des lecteurs pour la RFID en UHF.

2.3.1.3 Conception d'antennes pour lecteurs RFID UHF

Dans le cadre du projet FUI PACID Textile, co-labellisé par les pôles de compétitivité SCS et Techtera, nous avons eu l'opportunité de travailler sur la partie antenne côté lecteur. Ce projet concerne la conception et la mise en place d'une solution innovante en RFID UHF, pour améliorer la gestion, la traçabilité et la sécurité des textiles industriels (blouses de travail, linge plat, etc.) et commerciaux (prêt-à-porter). Parmi les différents partenaires du projet, nous avons plus particulièrement travaillé avec la société TAGSYS et le laboratoire IM2NP (Institut Matériaux Microélectronique Nanosciences de Provence) de l'Université d'Aix-Marseille, ce dernier devant réaliser le tag UHF intégré aux textiles. En ce qui nous concerne, nous avons donc été chargés de la conception de l'antenne lecteur qui devait permettre une identification du tag à une distance pouvant aller jusqu'à 2 mètres, avec un fort taux de détection (100%) des tags dans la zone observée sans pour autant venir détecter les tags se trouvant près mais hors la zone de lecture (définie par l'angle d'ouverture à -3dB de l'antenne lecteur). Voici le cahier des charges qui a été confié à Sylvain Pflaum au début de sa thèse (Tableau 9) :

Encombrement de l'antenne	Bande passante en adaptation ($ S_{11} \leq -10$ dB)	Bande passante en polarisation circulaire ($RA \leq 3$ dB)	Ouverture angulaire à -3dB	Coût de fabrication
Le plus petit possible	865-868 MHz soit 3 MHz (0,4%)	865-868 MHz soit 3 MHz (0,4%)	20°	Le plus faible possible

Tableau 9 : Cahier des charges de l'antenne lecteur

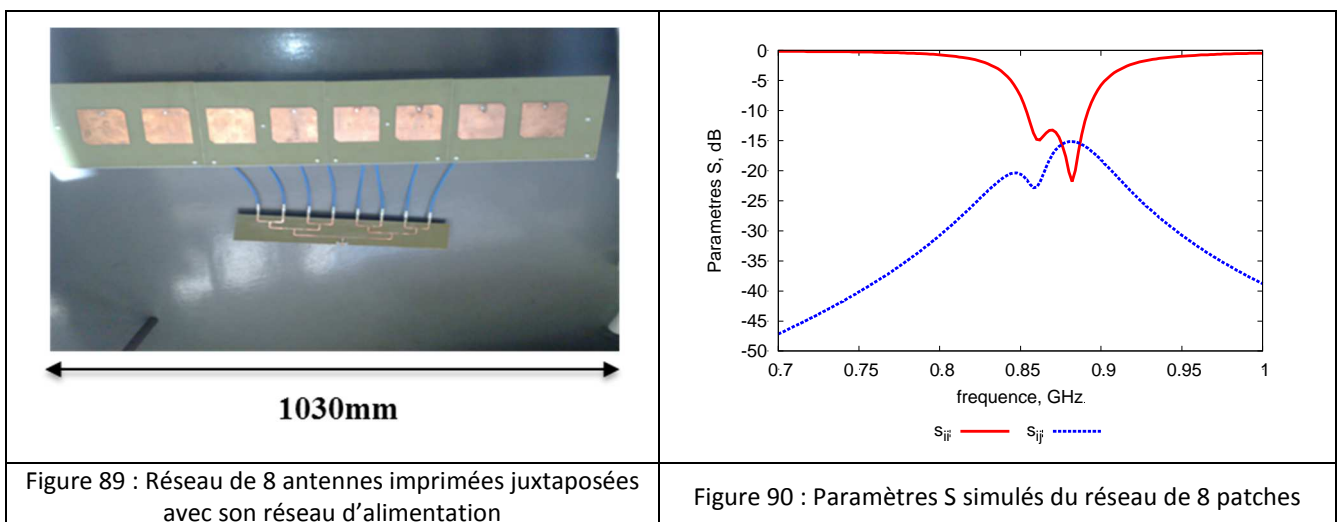
Nous pouvons remarquer du point de vue de l'antenne, deux problèmes majeurs :

- La gestion et la maîtrise de la zone de lecture,
- Son encombrement afin de l'intégrer facilement dans n'importe quel environnement restreint.

Toutefois, ces deux verrous ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Il y a une forte corrélation entre l'encombrement d'une antenne et la directivité de celle-ci. Afin de confiner le champ électromagnétique dans une certaine direction, plusieurs solutions ont été envisagées telles que :

- L'empilement d'antennes imprimées,
- L'association d'antennes imprimées juxtaposées.

L'utilisation de la première technique a pour principal inconvénient de présenter une hauteur entre éléments qui a été jugée trop importante pour l'application visée. Elle n'a donc pas été développée dans ce projet. L'option choisie a consisté pour commencer, en l'association de 8 antennes imprimées juxtaposées à coins coupés (technique permettant de manière simple et avec un seul accès, l'obtention de la polarisation circulaire) (Figure 89). Le réseau obtenu tenait les performances désirées tant en adaptation qu'en polarisation circulaire avec un gain de 10,5 dBi, un angle d'ouverture à -3dB d'environ 20°, des coefficients de transmission inférieurs à -18 dB entre les accès adjacents pour un écartement optimisé entre éléments de 117 mm ($\lambda_0/3$) (Figure 90). Le principal inconvénient de cette structure réalisée de manière classique, réside dans l'importance de son encombrement longitudinal proche de 1 m. Nous avons donc par la suite cherché à diminuer cet encombrement. Toutefois, cette antenne nous servira d'étalon par rapport aux solutions que nous présenterons par la suite.



Afin de réduire la longueur totale du réseau, deux solutions ont été envisagées pour tenter de conserver également les mêmes performances :

- Améliorer la directivité d'un élément ce qui permettrait de réduire le nombre d'éléments composant le réseau et donc de réduire aussi son encombrement,
- Miniaturiser les éléments du réseau.

Pour ce faire, nous nous sommes tournés vers l'utilisation des métamatériaux et notamment des structures BIE (Bande Interdite Electromagnétique). En effet, ces dernières sont employées depuis quelques années pour la conception d'antennes afin d'améliorer leur performance et notamment leur gain grâce à la suppression des ondes de surface [54]–[56]. Dans les réseaux d'antennes, l'insertion de motifs BIE entre les éléments rayonnants a aussi permis de réduire le couplage mutuel entre les

éléments [57]. Enfin, certaines applications ont permis de réduire leur encombrement : soit leur hauteur dans leur emploi en tant que plan réflecteur [58], soit leurs dimensions dans le cas de l'utilisation de plan de masse de type BIE avec la mise en œuvre du phénomène d'ondes lentes, sans pertes significatives de leurs performances [59].

Notre intérêt s'est donc porté vers une structure planaire de type UC-PBG (Uniplanar Compact-Photonic Band Gap) introduite par Itoh [54] (Figure 91).

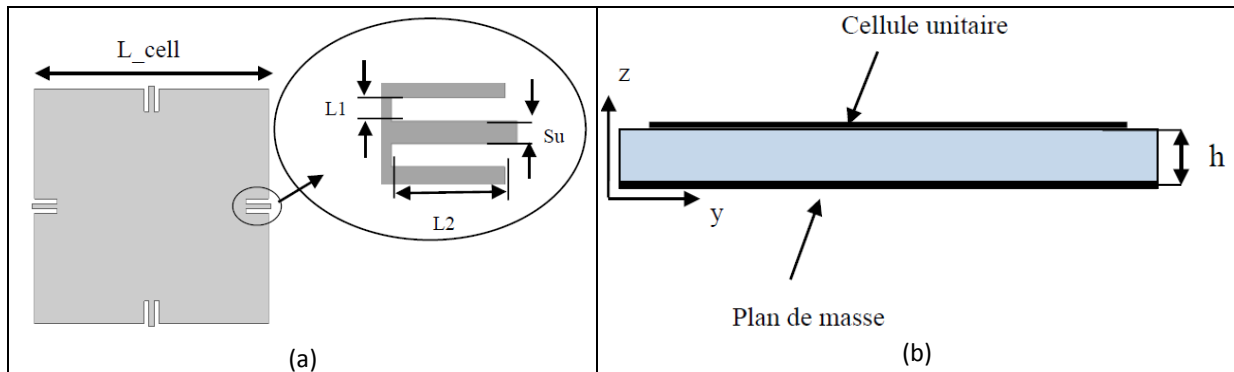


Figure 91 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE de type « Itoh », (a) vue de dessus, (b) vue de côté

En effet, celle-ci a pour principal avantage par rapport à la structure « Mushroom » de Sivenpiper, d'être complètement planaire et donc de ne pas nécessiter de vias, mais a pour inconvénient d'avoir une bande interdite plus réduite. Ceci ne constitue cependant pas un frein pour notre étude, car la bande UHF européenne possède une bande passante relativement étroite de seulement 3 MHz (soit 0,35% à 866,5 MHz). Pour commencer, nous avons simulé et caractérisé cette structure grâce à la méthode de la ligne suspendue (Figure 92). Pour cela, nous avons utilisé un substrat de type FR4-époxy de permittivité égale à 4,4 ayant une tangente de pertes de 0,02 et une épaisseur de 4 mm.

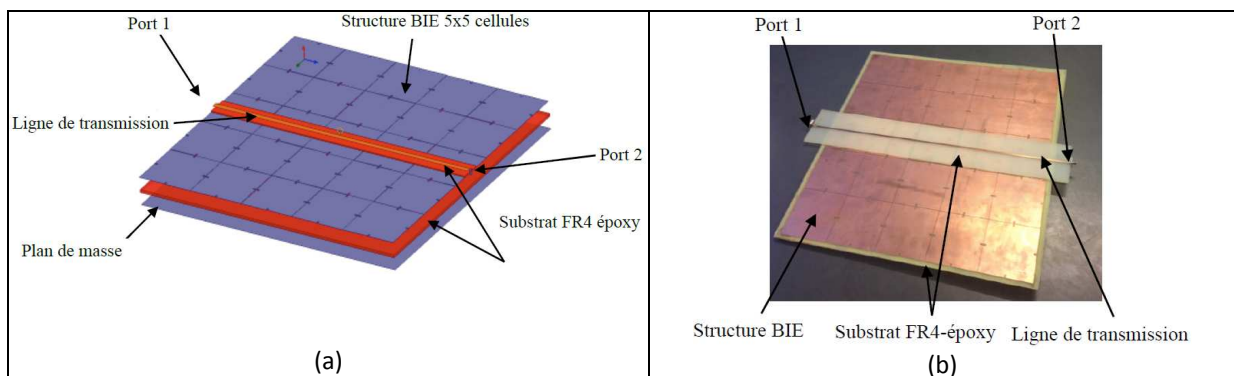
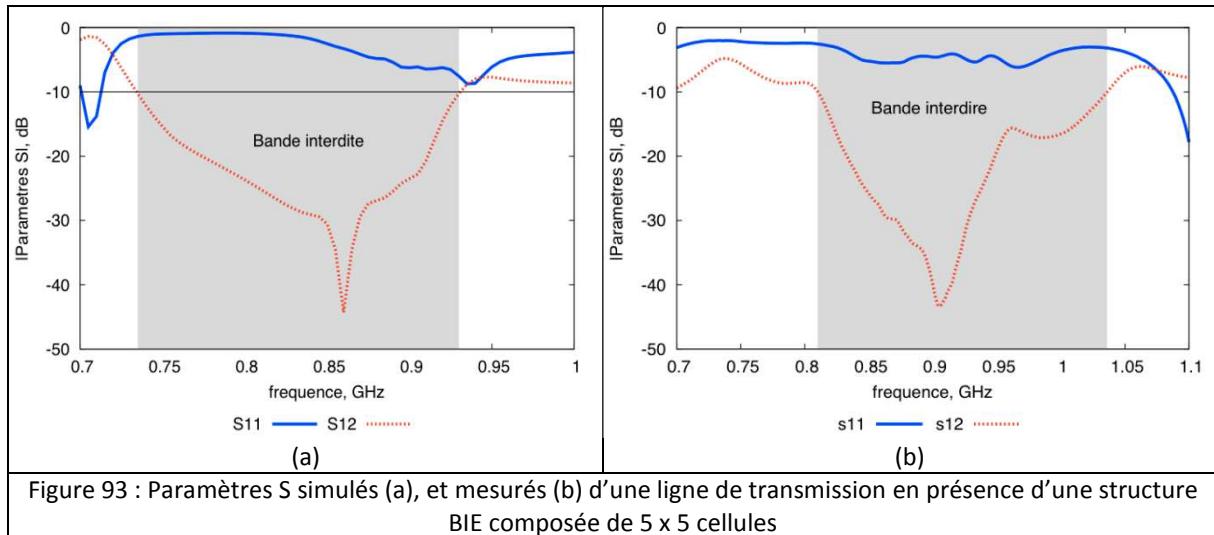


Figure 92 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE de type « Itoh », (a) vue de dessus, (b) vue de côté

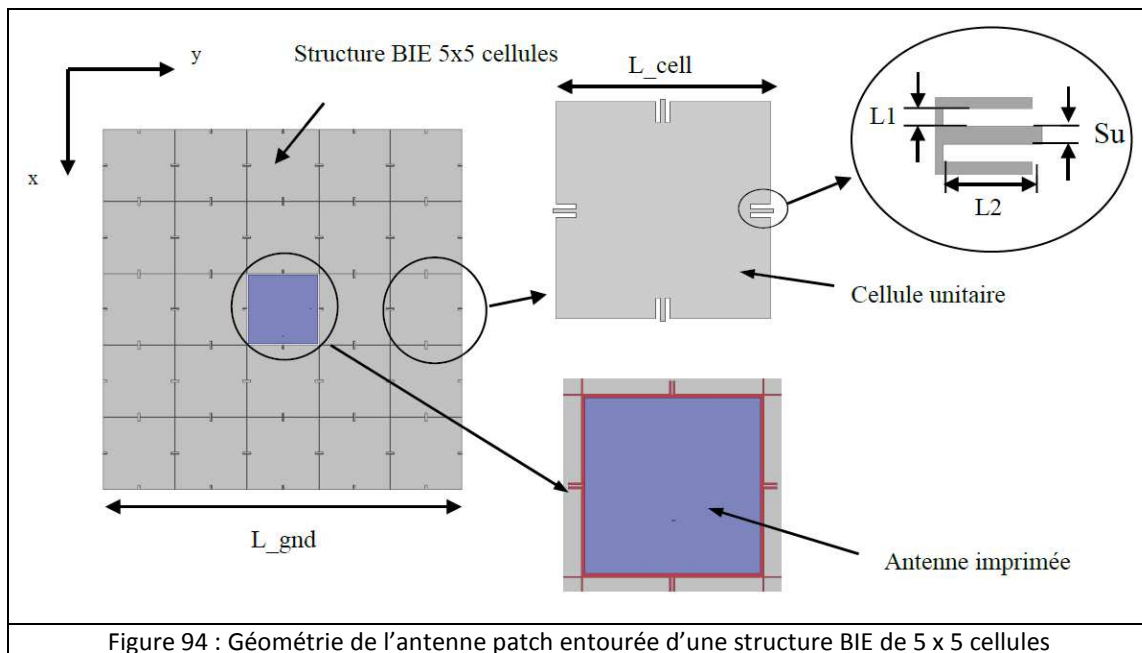
La figure 93 présente les résultats simulés et mesurés pour une structure composée de 5 x 5 cellules. Nous observons une bonne concordance entre les résultats obtenus. D'autre part, nous avons pu en déduire que la bande interdite (c'est-à-dire la bande de fréquence pour laquelle $|S_{12}|_{dB} < -10$ dB $< |S_{11}|_{dB}$) était de l'ordre de 25% et dépendait du nombre de cellules utilisées. En effet, des résultats issus de simulation, ont montré que celle-ci chutait à 9% lorsque le nombre de cellules passait à 3 x 3.



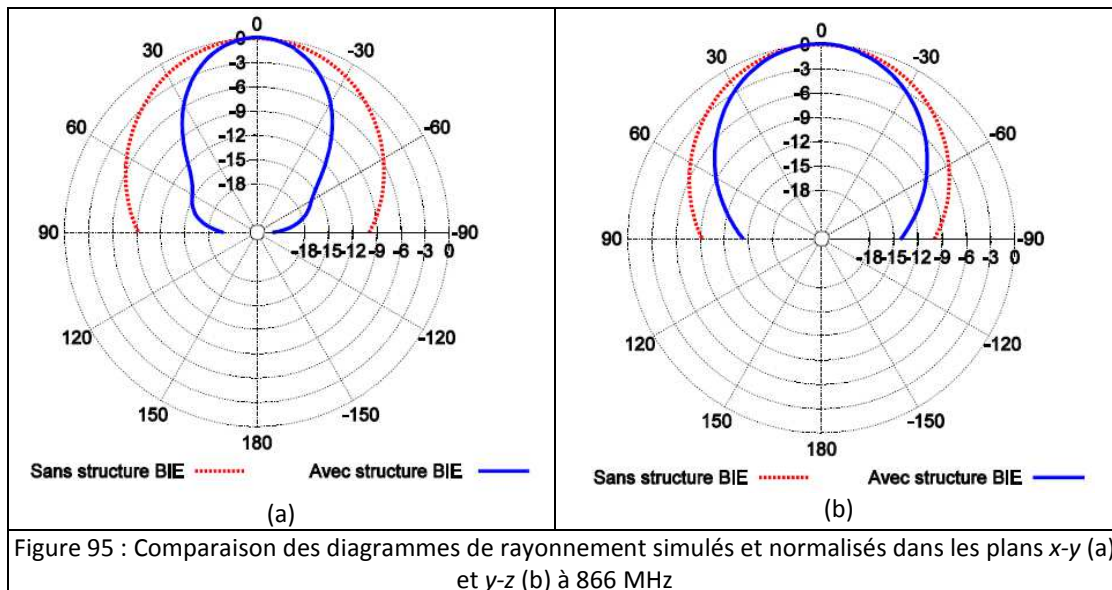
Une fois, la structure dimensionnée, nous l'avons dans un premier temps associée à une antenne imprimée de type patch en polarisation linéaire puis en polarisation circulaire afin d'améliorer leurs performances en rayonnement.

2.3.1.3.1 Amélioration de la directivité à l'aide d'une structure métamatériau

Pour commencer, nous avons donc inséré une antenne de type patch optimisée pour fonctionner à 866 MHz, au sein de la structure BIE à 5 x 5 cellules décrite précédemment. Nous avons dû pour cela, enlever la cellule centrale ce qui nous a permis de ne pas modifier la périodicité de la structure BIE. L'élément rayonnant est alimenté par une sonde coaxiale de diamètre 1,2 mm positionnée à 10 mm de l'extrémité du patch (Figure 94).



L'observation des diagrammes de rayonnement simulés (Figure 95), nous montre bien l'intérêt apporté par la structure BIE et notamment la propriété « suppression des ondes de surface », puisque le diagramme est maintenant plus directif avec une amélioration du gain supérieur à 1 dB pour un encombrement équivalent (Tableau 10).

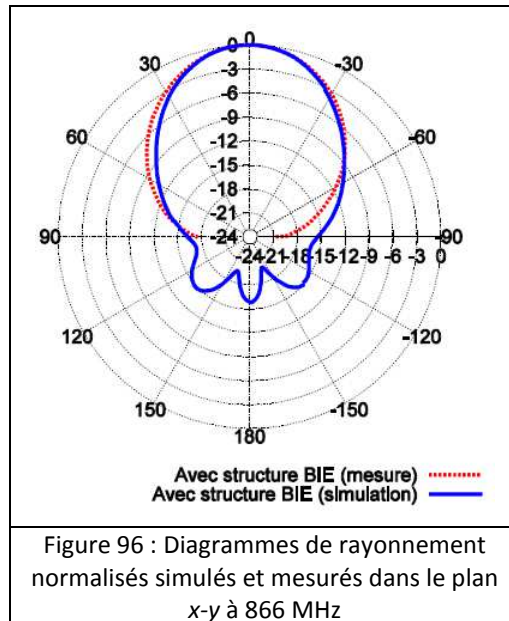


Compte tenu de ces résultats, nous avons voulu utiliser cette même structure à un patch à polarisation circulaire. Contrairement à ce que nous avons fait pour le réseau, nous avons cette fois opté pour l'utilisation d'un coupleur hybride à 3 dB et donc un élément à deux accès pour générer la polarisation circulaire. En effet, le faible espace alloué entre l'élément central et les cellules ne nous permettait pas de dissymétriser la structure en augmentant l'une de ses dimensions.

	Dimensions du plan de masse (mm ²)	Gain max (dBi)	Ouverture angulaire (-3 dB)	
			Plan E	Plan H
sans BIE	418 x 418	3,1	86°	84°
avec BIE	418 x 418	4,2	44°	60°

Tableau 10 : Comparaison des performances d'une antenne patch avec et sans structure BIE

Ici encore, la structure BIE permet d'améliorer la directivité de l'antenne puisque l'on passe d'une ouverture mesurée dans les plans x-y et y-z de l'ordre de 85° à 55° et d'une valeur de gain maximum de 3,1 à 4 dBi (Figure 96).

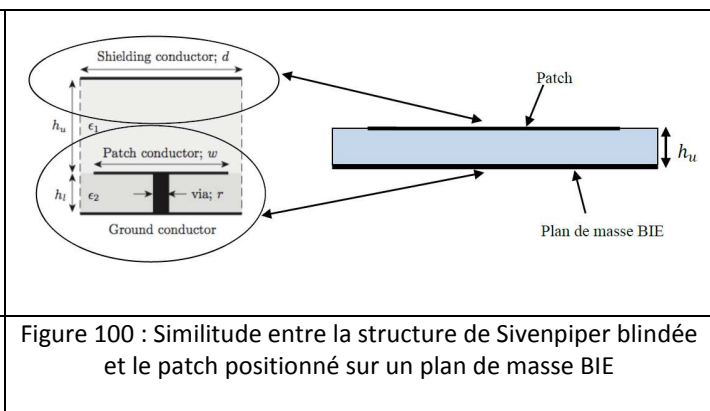
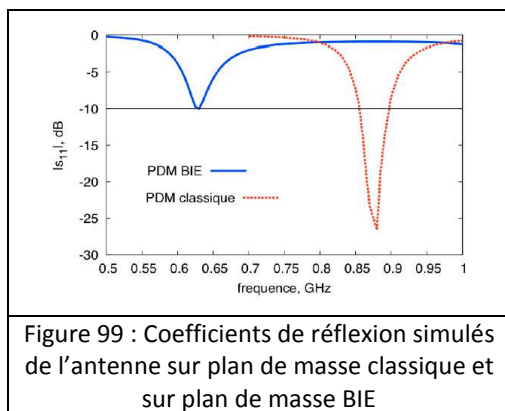
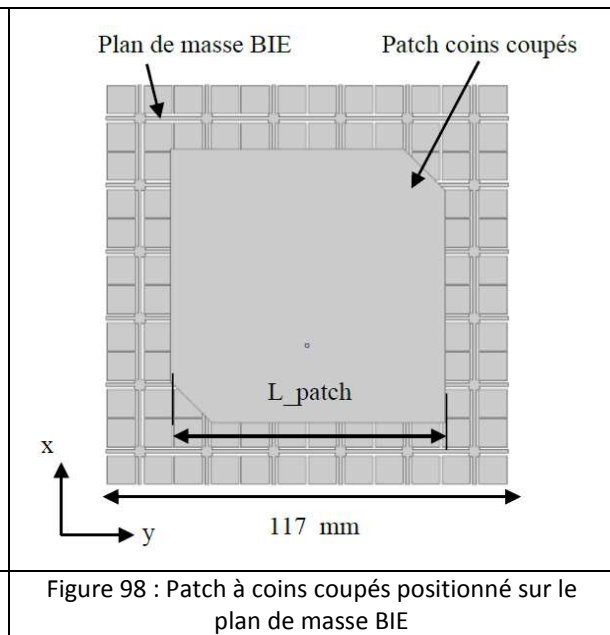
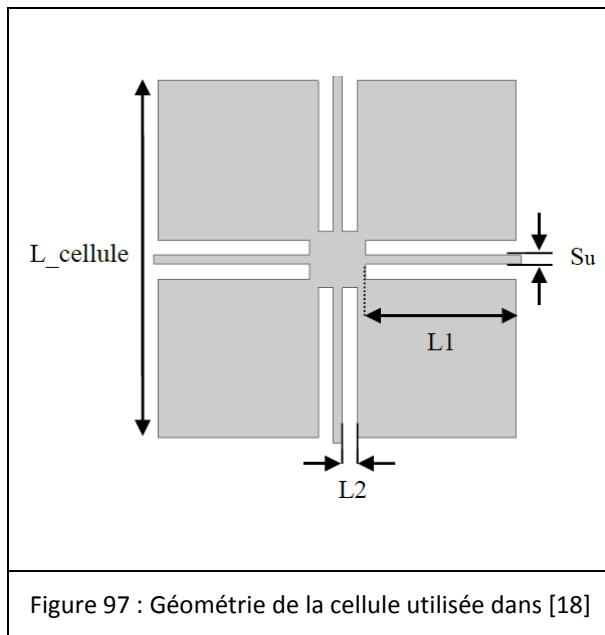


Malgré les améliorations obtenues, ces performances restent malheureusement insuffisantes par rapport au cahier des charges fixé, surtout en ce qui concerne l'ouverture angulaire qui est toujours bien supérieure aux 20° souhaités.

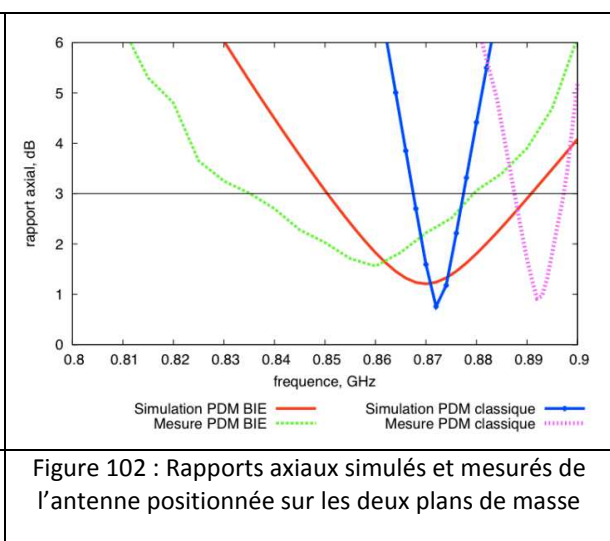
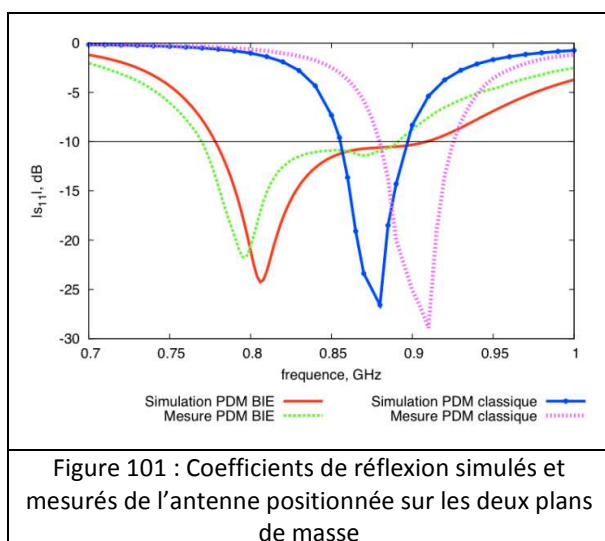
C'est pourquoi, nous avons choisi par la suite de nous orienter vers une autre approche. La solution consistant à utiliser un réseau de 8 éléments nous ayant permis de tenir les performances désirées, nous sommes donc repartis de cette structure avec pour objectif de réduire son encombrement en utilisant un plan de masse de type BIE.

2.3.1.3.2 Miniaturisation d'une antenne à l'aide du phénomène d'ondes lentes

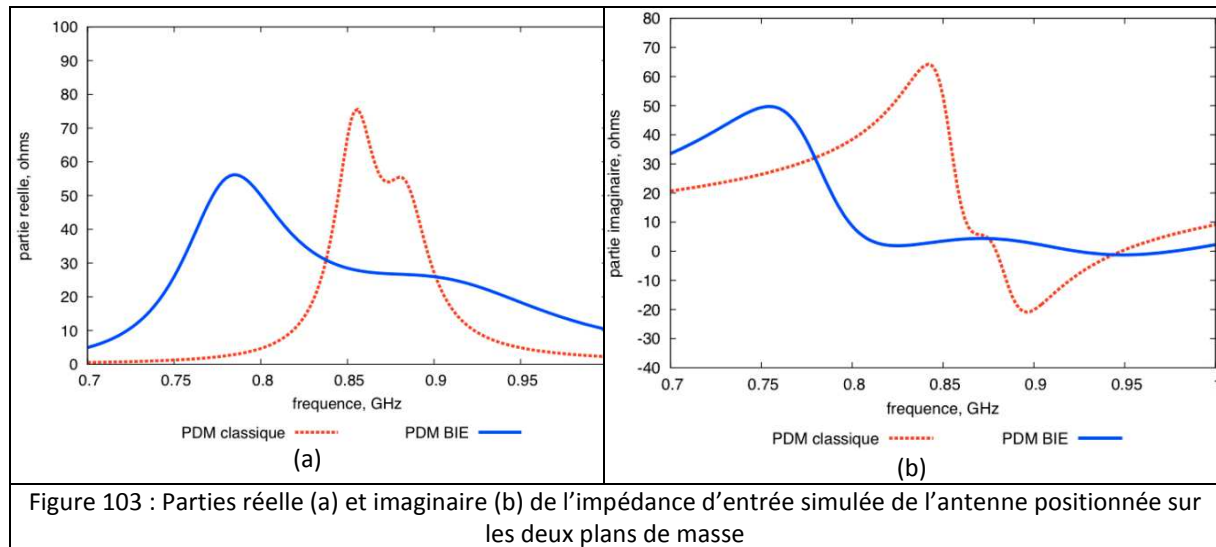
Ainsi comme montré dans [59], il est possible de miniaturiser une antenne en utilisant un plan de masse composé périodiquement de cellules BIE en créant un phénomène de type ondes lentes [60], [61], ce qui permet d'augmenter la permittivité relative du substrat et ainsi de réduire la taille de l'élément rayonnant. Nous sommes partis d'un élément seul à coins coupés fonctionnant à 866 MHz, alimenté par une sonde coaxiale et positionné sur un substrat FR4-époxy de dimensions 117 x 117 mm² ayant les mêmes caractéristiques que celui utilisé jusqu'à présent. Puis, nous avons remplacé le plan de masse uniformément métallique par un plan de masse de même dimension composé de cellules BIE (6 x 6 cellules) inspirées de celles de Itoh [54] (Figures 97 et 98). Nous observons bien que la résonance de l'antenne s'est fortement déplacée vers les basses fréquences confirmant l'effet escompté (Figure 99) et qui peut se justifier par les similitudes rencontrées entre notre structure et celle dite Shielded Sievenpiper Structure (SSS) ou structure de Sivenpiper blindée (Figure 100).



Pour un fonctionnement de l'antenne à la fréquence souhaitée, une optimisation des dimensions du patch a donc été nécessaire. Les nouvelles dimensions montrent une réduction de 26% par rapport à une structure positionnée sur un plan de masse classique. En ce qui concerne les performances obtenues, nous pouvons observer (Figures 101 et 102) des améliorations tant au niveau de la bande passante en adaptation que de celle du rapport axial.



Celles-ci s'expliquent en partie par l'observation des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de ces structures (Figures 103). Nous pouvons remarquer pour la structure à BIE une variation plus lente et plus plate de la partie imaginaire entre les deux résonances.



Concernant le rayonnement, les diagrammes de l'antenne à plan de masse BIE, présentent un rayonnement arrière plus important du fait de la présence des fentes sur le plan de masse (Figure 104). Cependant, nous constatons malgré cela une amélioration des valeurs du gain et de l'efficacité (Tableau 11).

	Dimensions du patch (mm ²)	BP S ₁₁ (%)	BP RA (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire (-3 dB)
PDM classique	80,4x80,4	5	1,1	2,9	45	100°
PDM BIE	59x59	14,4	5,3	3,5	79	103°

Tableau 11 : Comparaison des performances du patch positionné sur les deux plans de masse

Cette réduction des dimensions accompagnée d'une amélioration des performances, nous a logiquement mené à tester cette technique sur des structures à plusieurs éléments en vue de réduire l'encombrement global du réseau étalon composé de huit éléments. Nous avons ainsi commencé par mener des études sur une structure comprenant deux éléments rayonnants, portant notamment sur la distance inter-élément, le nombre de cellules composant le plan de masse BIE. Celles-ci nous ont permis d'optimiser un réseau à huit patches (Figure 104), dont les performances ont été comparées à celles du 1^{er} réseau (Tableau 12).

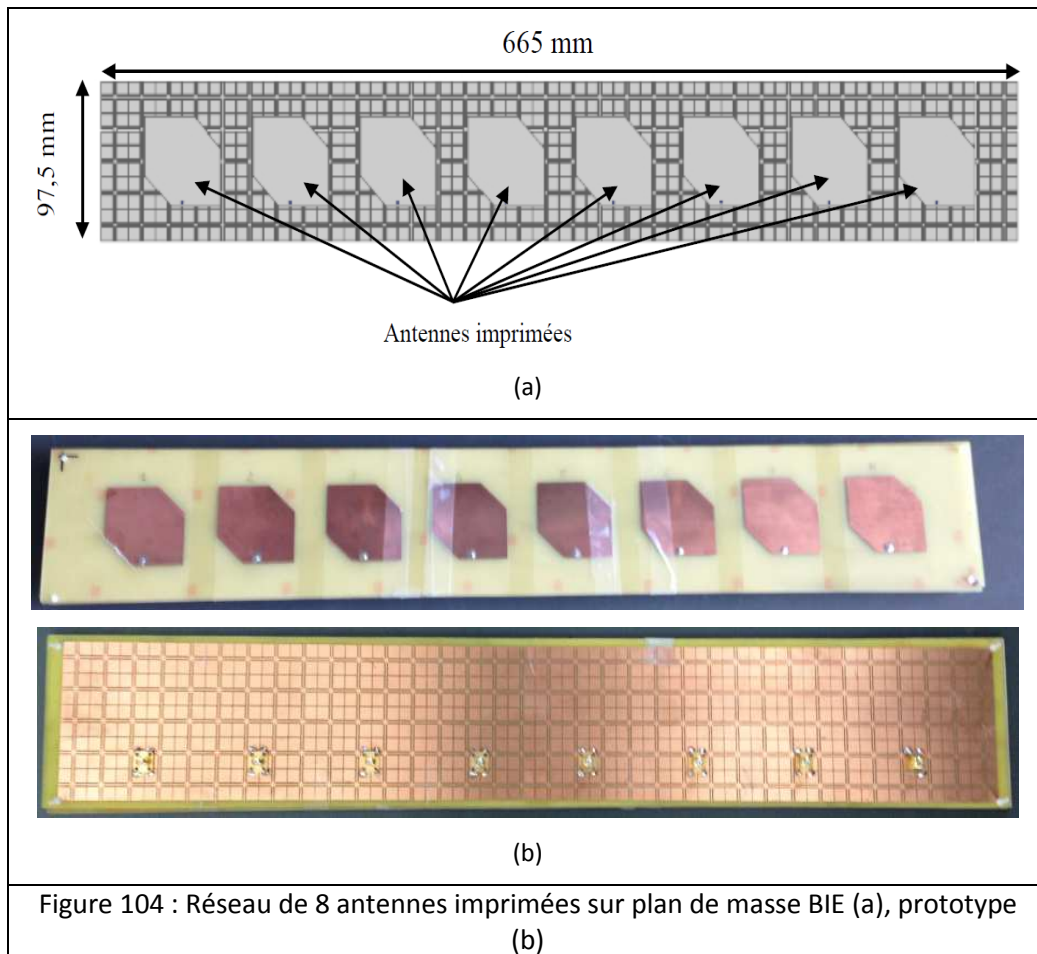


Figure 104 : Réseau de 8 antennes imprimées sur plan de masse BIE (a), prototype (b)

	Dimensions du réseau (mm ²)	Distance entre éléments	BP S ₁₁ (%)	S ₁₂ (dB)	BP RA (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire à -3dB
PDM classique	200x1030	117 mm	4,4	-18	1,2	10,5	52	20°
PDM BIE	97,5x665	78 mm	19	-17	3,5	7	67	25°

Tableau 12 : Comparaison des performances du réseau de 8 éléments positionné sur les deux plans de masse

Comme nous pouvons le voir, malgré une réduction de l'encombrement de l'ordre de 36%, des performances équivalentes ont été mesurées et sont donc compatibles avec le cahier des charges fixé dans le cadre du projet.

Ainsi, nous avons pu aux travers de ces différentes collaborations et de ces différents projets, aborder et apporter des solutions aux divers éléments constitutifs d'un système RFID. Parallèlement à ces travaux, nous avons pu également nous intéresser à une problématique proche qui concerne l'interrogation sans fils de capteurs et plus particulièrement de capteurs de type SAW pour la mesure de température et de pression, dans le cadre de deux thèses CIFRE avec la société Sensor.

2.3.2 Solutions antennaires et méthode de mesure pour l'interrogation de capteurs SAW

Comme évoqué précédemment, un intérêt grandissant est porté vers les systèmes sans fils permettant le suivi à distance et en temps réel de l'évolution de grandeurs physiques telles que la pression, la température ou de contraintes diverses. Ils permettent en effet la surveillance et la prévention dans des domaines aussi divers et variés que le bâtiment ou la santé autant de biens que de personnes. Compte tenu de la grande diversité des applications possibles, incluant bien sûr les environnements difficiles voire confinés, de tels systèmes nécessitent un besoin en antennes (auxquelles sont reliés les capteurs) qui soient à la fois efficaces mais aussi dans de nombreux cas, les plus petites possibles. Or, réunir ces deux exigences en une seule structure n'est pas une sinécure. C'est la raison pour laquelle la société Sensor a pris contact avec notre laboratoire. Le challenge à relever avait plusieurs aspects. D'une part, c'était une activité nouvelle pour le LEAT, d'autre part, il existait alors peu de travaux portant sur la conception d'antennes associées à des capteurs. De plus, nous nous sommes très vite rendu compte qu'au-delà de la conception « classique », nous aurions besoin de développer un modèle permettant de simuler l'ensemble de la chaîne mais également d'initier une méthode de caractérisation sans fils pour valider nos solutions.

2.3.2.1 Présentation du système de mesure de la société Sensor

Les capteurs utilisés par la société Sensor sont basés sur l'utilisation des matériaux à ondes acoustiques de surface (SAW : Surface Acoustic Wave). Ceux-ci présentent de sérieux avantages comme le fait de pouvoir, s'ils sont associés à une antenne, être interrogés à distance notamment dans des environnements difficiles et de ne pas nécessiter de source d'énergie. De plus, ils peuvent être utilisés à de hautes températures (supérieures à 400°C).

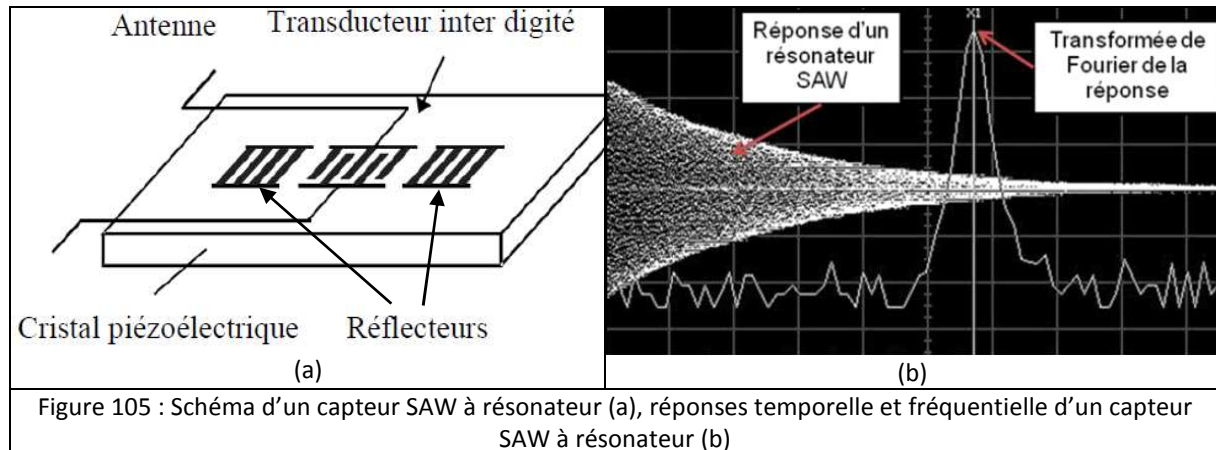
Leur fonctionnement repose sur le principe de piézoélectricité. Il s'agit d'une propriété qu'ont certains matériaux de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte (on parle alors d'effet piézoélectrique « direct ») et réciproquement de se déformer lorsqu'on applique un champ électrique (c'est l'effet piézoélectrique « inverse »).

Deux types de capteurs SAW sont utilisés pour la mesure de quantités physiques : ceux à résonateur utilisés par la société Sensor (et que nous allons voir plus en détail) et ceux à ligne à retard.

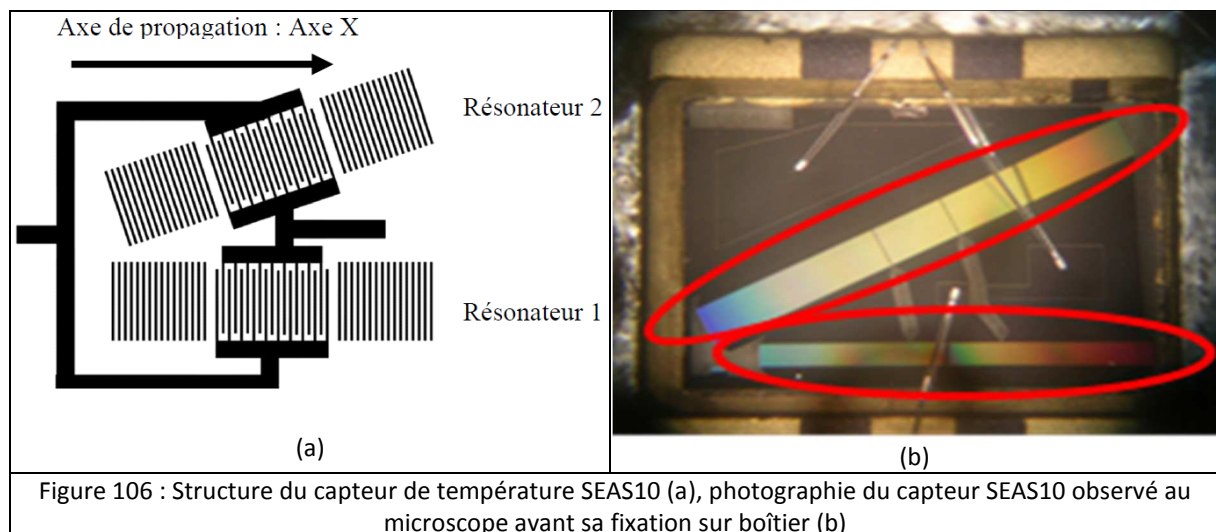
Un capteur SAW à résonateur est composé de transducteurs inter-digités et de plusieurs réflecteurs placés de part et d'autres des transducteurs, le tout étant imprimé sur un substrat piézoélectrique comme le quartz, les céramiques PZT (Titano-Zirconate de Plomb), le tantale de lithium, le niobate de lithium, l'oxyde de zinc, le nitrure d'aluminium et le langasite [62]. La largeur et la période de la métallisation des électrodes déterminent la fréquence de l'onde acoustique souhaitée. Ces dispositifs utilisent l'effet piézoélectrique « inverse » pour convertir l'onde électromagnétique incidente en une onde acoustique. Les dimensions physiques du matériau déterminent sa fréquence de résonance. Les propriétés mécaniques et physiques de ces cristaux peuvent varier en fonction de l'environnement. Ainsi, des changements de température ou de pression modifient la constante élastique du substrat entraînant une modification de la vitesse de propagation de l'onde acoustique.

Les capteurs SAW à résonateur utilisés par la société Sensor ne possèdent qu'un accès (c'est le transducteur qui sert à la fois de port d'entrée et de sortie) et des plans réflecteurs. L'excitation se fait par le signal RF provenant de l'unité d'interrogation. Lors de la conversion du signal électrique fourni par l'antenne, les ondes de surface se propagent de part et d'autres du transducteur. Chaque

réflecteur va réfléchir totalement l'énergie émise par le transducteur. Entre les plans réflecteurs, il y a création d'une onde stationnaire ; le capteur se comporte ainsi comme une cavité résonante qui sera caractérisée par sa fréquence de résonance. Le résonateur transmet à l'antenne un signal à sa fréquence de résonance. Celle-ci varie en fonction de l'environnement et reflète donc une variation du phénomène physique à mesurer. Ce signal est rayonné par l'antenne et réémis vers l'interrogateur (Figure 105). La réponse en amplitude d'un résonateur SAW est une exponentielle amortie dans le temps.



Toutefois, il a été montré que la réponse d'un capteur n'utilisant qu'un seul résonateur est perturbée par le canal de propagation provoquant des erreurs importantes sur la grandeur à mesurer. C'est pourquoi, en général, deux résonateurs sont utilisés afin d'obtenir une structure différentielle [63]. Les deux résonateurs doivent alors avoir une fréquence différente. L'un est placé selon un axe du cristal qui le rend insensible à la grandeur physique à mesurer (il servira de référence), le second est orienté selon un axe sensible à la grandeur à mesurer (Figure 106a). Ainsi, si la grandeur à mesurer reste constante, les deux résonateurs sont soumis au même décalage et la différence entre les fréquences restera la même. La grandeur physique à mesurer sera donc déduite de la différence entre la fréquence de résonance du résonateur de référence et celle du résonateur sensible à celle-ci. Le capteur que nous avons utilisé lors de ces travaux est le capteur de température SEAS10 dont les dimensions (sans l'antenne) une fois « packagé » sont de $5 \times 5 \times 1,5 \text{ mm}^3$ (Figure 106b).



La Figure 107 permet d'observer la variation des fréquences de résonance des deux résonateurs en fonction de la température. Nous pouvons voir que la différence entre les valeurs de ces fréquences

est quasi linéaire en fonction de la température avec un coefficient directeur de l'ordre de 2,5 kHz/°C. Ce capteur est capable de mesurer des températures comprises entre -20° et 160°C, avec une précision de $\pm 2^\circ\text{C}$.

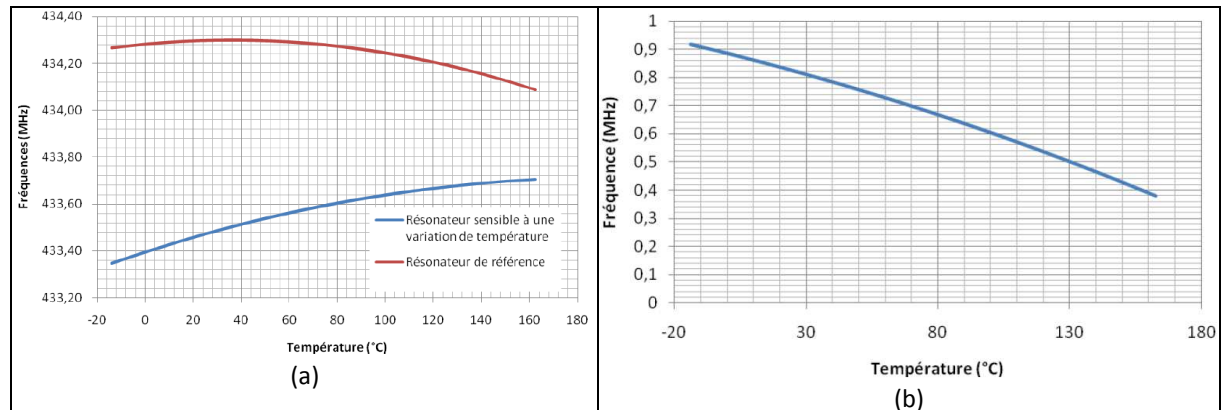


Figure 107 : Evolution fréquentielle des fréquences de résonance des deux résonateurs en fonction de la température (a), variation de la différence entre les fréquences de résonance en fonction de la température (b)

En ce qui concerne maintenant le dispositif complet, le système est basé sur une structure de type radar monostatique. Il est composé d'une unité d'interrogation (qui joue donc aussi le rôle d'unité de réception) comprenant une antenne d'émission et une antenne de réception associée au capteur SAW. La bande utilisée est la bande ISM (Industrielle Scientifique et Médicale) allant de 433,050 MHz à 434,790 MHz. L'unité d'interrogation balaie la totalité de cette bande avec un pas en fréquence constant (qui peut être modifié en fonction de la précision et du temps de rafraîchissement désirés ainsi que de la valeur du facteur de qualité du résonateur). Pour chaque fréquence, elle envoie une onde et écoute ensuite la réponse du capteur. La puissance maximale d'émission rayonnée est limitée à 10 dBm, soit 10 mW. Le signal émis est le produit d'une fonction « porte » de durée τ_{Rx} avec un cosinus de période T_i correspondant à la fréquence f_i de la porteuse appartenant à la bande ISM. Pour toutes les fréquences balayées par l'interrogateur, le capteur SAW stocke l'énergie reçue dans la cavité formée par les deux plans réflecteurs des résonateurs. Lorsque la fréquence du signal d'émission reçu par le résonateur est proche de la fréquence de résonance, ce dernier entre en résonance et l'énergie emmagasinée dans la cavité (qui est maximale lorsque la fréquence émise est identique à la fréquence de résonance du SAW), permet de renvoyer un signal vers l'unité d'interrogation sous la forme d'une oscillation amortie (Figure 108).

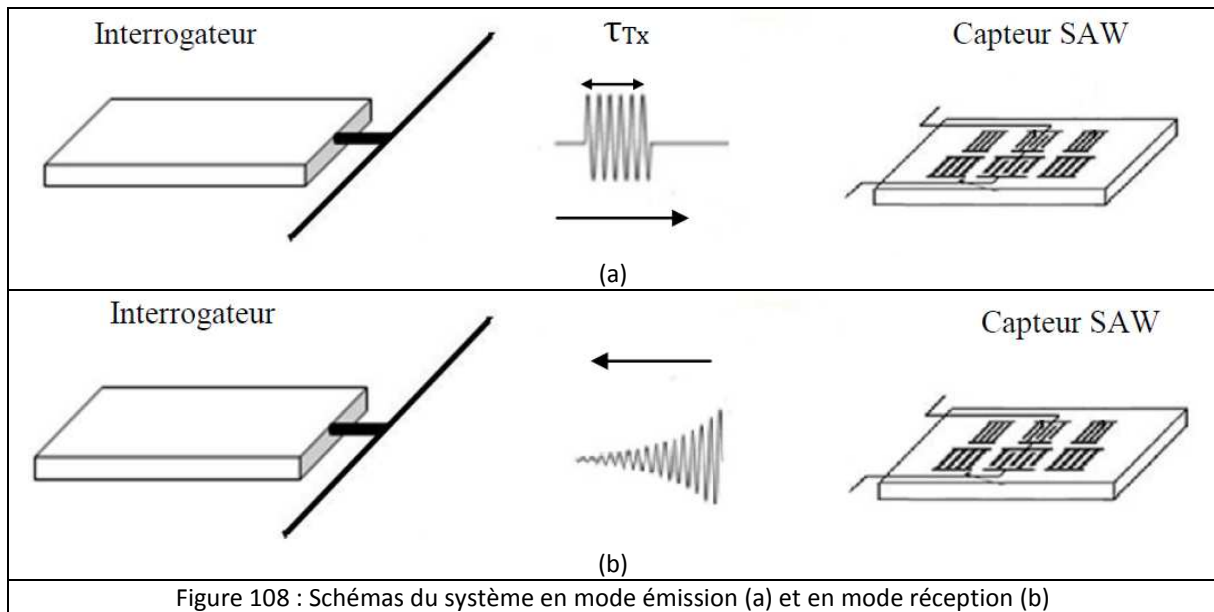


Figure 108 : Schémas du système en mode émission (a) et en mode réception (b)

L'interrogation est répétée N fois dans la bande ISM. Les $N/2$ premiers points servent au calcul de la fréquence de résonance du résonateur le plus bas en fréquence, tandis que les $N/2$ autres, sont dédiés au calcul de la 2nde résonance. Pour chaque fréquence, l'unité d'interrogation mesure le niveau de puissance du signal émis par le capteur et associe cette puissance reçue à la fréquence d'émission. Lorsque la fréquence de la porteuse est différente de la fréquence de résonance du capteur, le capteur n'émet qu'un signal de faible puissance. Le signal réémis par le capteur est d'autant plus puissant que la fréquence de l'interrogateur est proche de sa fréquence de résonance. Cette dernière est déterminée par interpolation à partir de 3 points : celui pour lequel le maximum de puissance a été reçu, le point précédent et le suivant (Figure 109).

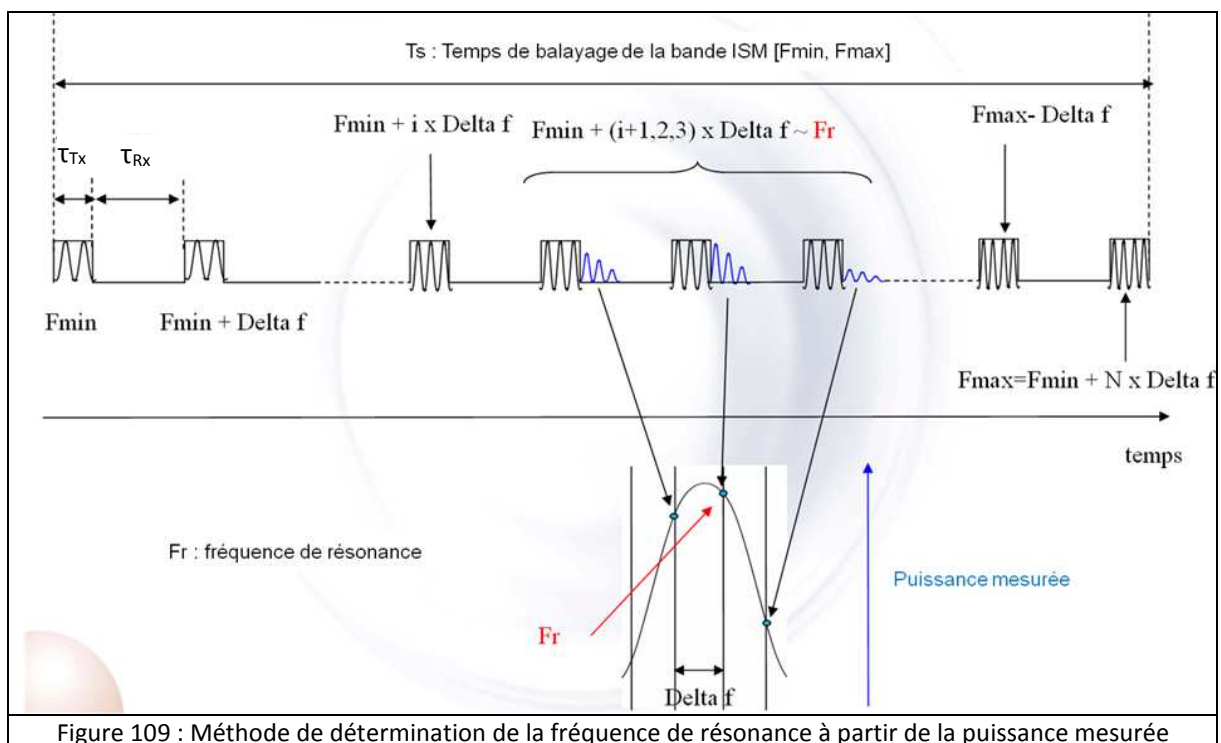


Figure 109 : Méthode de détermination de la fréquence de résonance à partir de la puissance mesurée

Ce système étant dédié à être utilisé dans des environnements très divers : fortement métalliques, visqueux, voire biologiques, il serait évidemment souhaitable que la valeur mesurée soit la même quel

que soit l'environnement dans lequel il est utilisé. Cependant, des mesures faites dans un environnement relativement « simple » d'un point de vue électromagnétique, vont nous montrer les difficultés qui peuvent être rencontrées. Nous avons donc associé le capteur de température précédemment cité à un simple dipôle imprimé sur un substrat de type FR4. Celui-ci a été successivement placé sur un support en plexiglass suffisamment éloigné de son support pour pouvoir le considérer comme étant en « espace libre », une table en formica (dont la permittivité relative est proche de 4,8) et sur un absorbant qui est du type de ceux utilisés dans les chambres anéchoïdes (Tableau 13). Dans tous les cas, l'interrogateur a été placé à une cinquantaine de centimètres du capteur et la durée de l'enregistrement de la température était de 30 secondes. Nous précisons que le capteur n'a pas été calibré et que la température indiquée n'est pas représentative de celle de la pièce dans laquelle les mesures ont été faites qui était de 23°C. D'autre part, le niveau de puissance indiqué ici est celui fourni par l'interrogateur de Sensor. Cette donnée ne possède pas d'unité, cependant, les valeurs doivent être comprises en 400 et 4000 pour pouvoir exploiter le signal reçu, ce qui est bien le cas ici.

	« Espace libre »	Absorbant	Table en formica
Température (°C)	136,98	133,63	134,84
Niveau de puissance reçue	3300	650	950

Tableau 13 : Niveaux de puissance et températures mesurés pour 3 configurations différentes

Nous remarquons ainsi que le niveau de puissance reçue est différent dans les 3 cas et qu'il est maximum pour celui correspondant à l'espace libre, impliquant de ce fait un transfert de puissance maximum entre l'antenne et le capteur. D'autre part, une différence de plus de 3°C est observée entre les valeurs mesurées. Ceci implique que la différence entre les deux fréquences de résonance du résonateur a varié. Il est donc clair que l'environnement a un impact non négligeable sur la précision du système. Ce phénomène est connu dans le domaine des filtres SAW et a pour nom « tirage en fréquence » [64]. Un de nos objectifs est de montrer si cette influence est due surtout à l'antenne, au capteur ou à l'association de ces deux résonateurs.

D'autre part, cette technologie antenne/résonateur SAW étant basée sur la transmission de signaux de faibles puissances, elle nécessite une optimisation extrême du bilan de liaison énergétique et rencontre de ce fait certaines difficultés dont les principales sont la contrainte de miniaturisation des antennes, la méconnaissance du canal ou du milieu de propagation et comme nous venons de le voir l'influence de l'environnement proche des antennes ainsi que le comportement physique particulier créé par l'association de deux résonateurs.

Pour répondre à ces interrogations, Manuel MONEDERO dans le cadre de sa thèse CIFRE débutée en mars 2009, a étudié une modélisation fréquentielle de la chaîne d'interrogation complète, afin de tenter de comprendre l'origine du tirage en fréquence et d'apporter des solutions pour optimiser la communication entre l'unité d'interrogation et le capteur, et de déterminer la meilleure antenne pour une configuration donnée. Cette modélisation prend en compte l'unité d'interrogation, le canal de propagation incluant le couplage entre les antennes et bien sûr le capteur SAW.

2.3.2.2 Modélisation globale d'un système d'interrogation sans fils

Le logiciel MATLAB (MATrix LABoratory) conçu par la société The MathWorks, a tout d'abord été choisi car il permet la réalisation de calculs matriciels complexes permettant de simplifier le post-traitement des résultats obtenus avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS d'Ansys. En effet, les structures antennaires ayant des formes complexes, il était important d'utiliser un logiciel donnant des résultats suffisamment précis. Il permet également l'affichage de courbes et la mise en œuvre d'algorithmes.

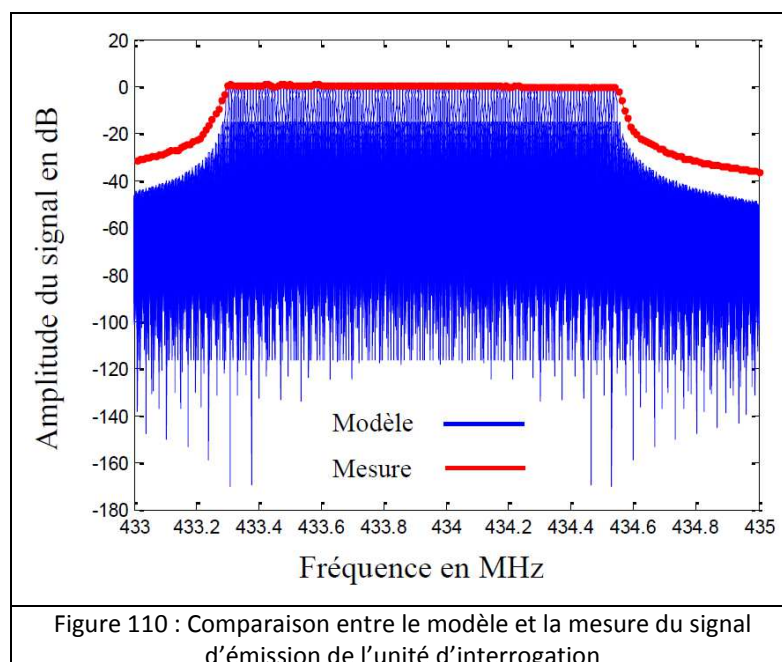
Dans cette partie, nous allons détailler la modélisation des différentes parties du système d'interrogation à savoir l'émetteur, le capteur, la liaison RF, l'association antenne/capteur.

Pour l'émetteur, nous avons choisi de le modéliser par un générateur de Thévenin équivalent. Comme nous l'avons vu plus haut, lorsque l'unité est en mode « interrogation », elle émet une série d'impulsions temporelles modulées par une fréquence porteuse couvrant successivement toute la bande ISM (Figure 110). Si N est le nombre de points pris dans cette bande (en général N=127), le signal est alors décomposé en N impulsions temporelles modulées par une porteuse de fréquence f_N . Proposer un modèle fréquentiel de cette unité revient ainsi à calculer la transformée de Fourier du signal complet émis par l'interrogateur qui est donné par l'expression :

$$\widehat{S}_N^+(f) = A \cdot \frac{\tau_{Tx}}{2} \cdot e^{j[(2NT + \tau_{Tx})(f_N - f)\pi]} \cdot \text{sinc}[\pi\tau_{Tx}(f_N - f)] \quad (\text{Équation 10})$$

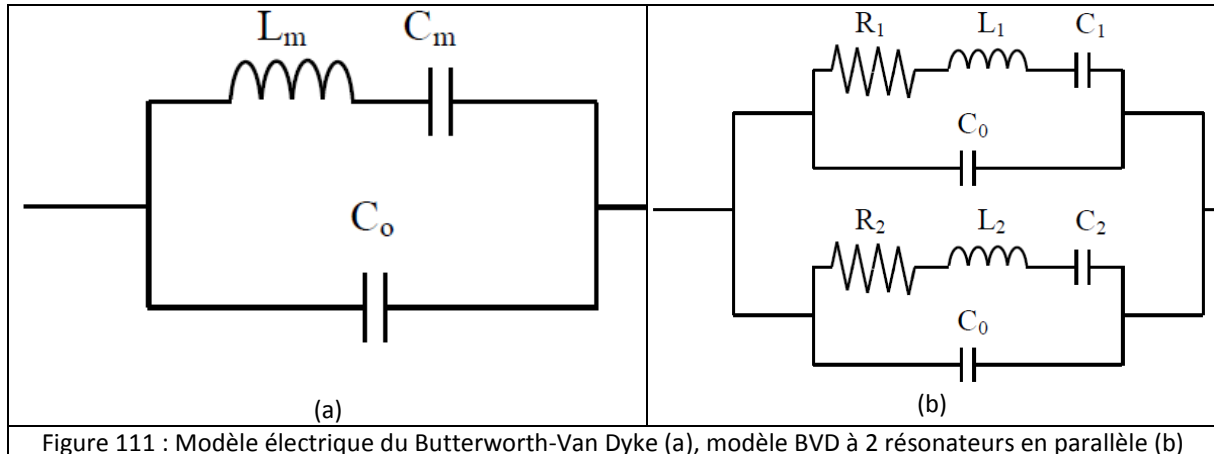
Où A représente l'amplitude du signal permettant de modifier la puissance d'émission.

La comparaison entre le spectre simulé d'un cycle d'interrogation complet avec des mesures réalisées avec un analyseur de spectre en utilisant la fonction « max hold » (qui conserve le maximum mesuré) est représenté Figure 110.

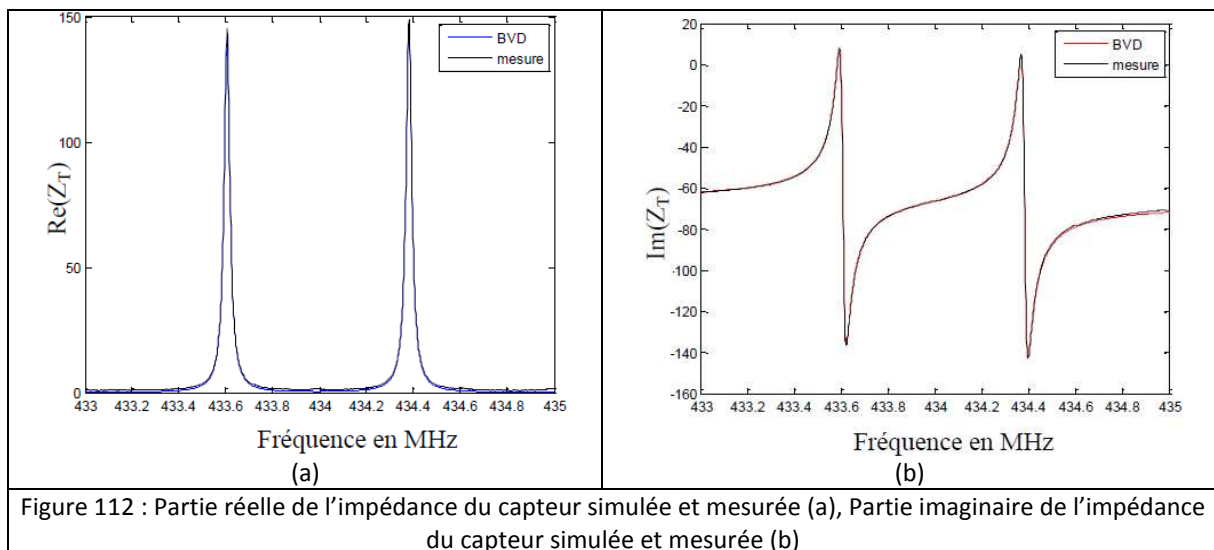


En ce qui concerne la modélisation du capteur SAW. Plusieurs types de modèles plus ou moins complexes existent dans la littérature. Nous pouvons citer les modèles analytiques basés sur les équations de la piézoélectricité ou ceux simplifiés basés sur une modélisation unidimensionnelle de celle-ci [65]. Nous nous sommes plutôt penchés sur ces derniers modèles et notamment vers celui

dénoté modèle de Butterworth-Van Dyke (que nous appellerons BVD dans la suite du mémoire). Ce modèle prend en compte les caractéristiques électriques du transducteur ramenée à son entrée et permet de simuler son comportement au voisinage de sa résonance (Figure 111). Il est composé d'une capacité statique C_0 modélisant la capacité formée par les deux électrodes et un circuit LC, représentant le comportement acoustique du résonateur. Cette modélisation peut être améliorée en ajoutant une résistance en série au circuit LC, traduisant les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique.



Comme nous pouvons l'observer, ce modèle est suffisant pour notre étude puis que les courbes simulées et mesurées sont quasiment confondues (Figure 112).



En ce qui concerne la modélisation de la liaison RF, du fait que le système fonctionne principalement en champ proche, nous avons opté pour la modélisation du système à deux antennes par un circuit équivalent en T à 2 ports prenant en compte le couplage entre les 2 antennes [66], la charge étant réalisée par le capteur SAW (Figure 113).

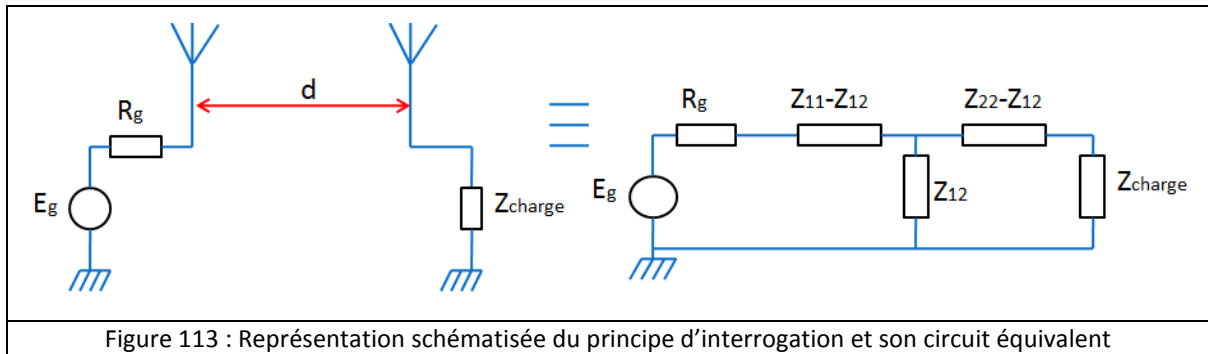


Figure 113 : Représentation schématisée du principe d’interrogation et son circuit équivalent

Ce modèle a ensuite été validé par des mesures réalisées dans la chambre anéchoïde d’Orange Labs-La Turbie dans le cadre du CREMANT (Centre de REcherche mutualisé sur les ANTennes), celle-ci pouvant être utilisée à des fréquences plus basses que celle dont nous disposons au LEAT. De plus, l’utilisation de cette chambre permet une parfaite maîtrise de l’environnement mais également de la distance et de l’alignement des antennes grâce à un système de positionnement hydraulique de haute précision (Figure 114).

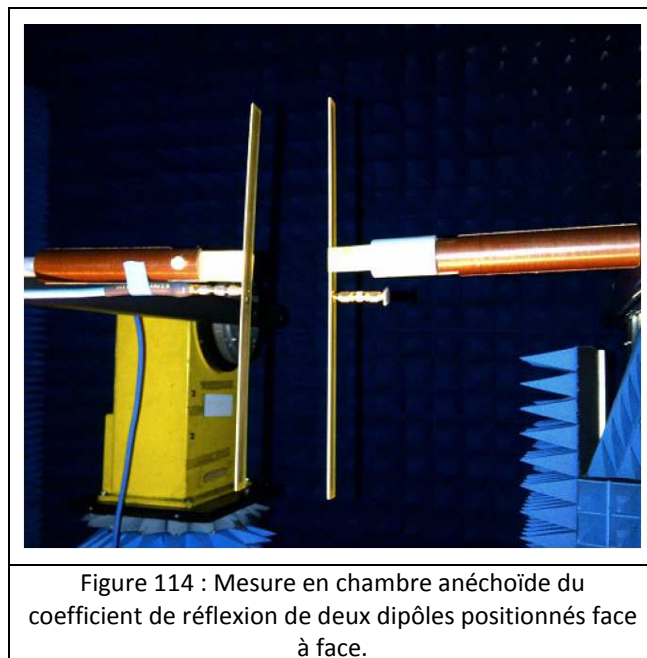
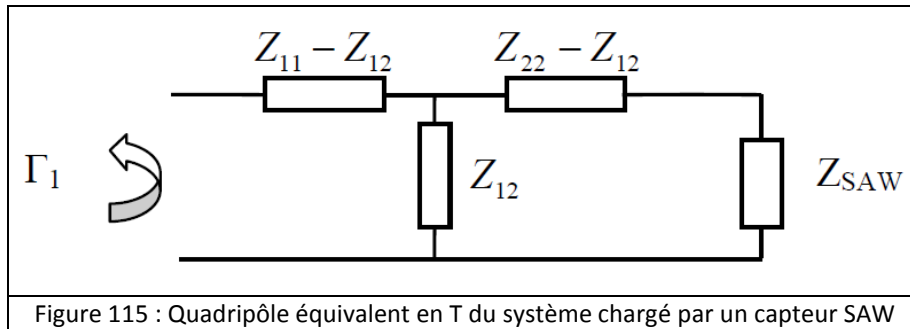
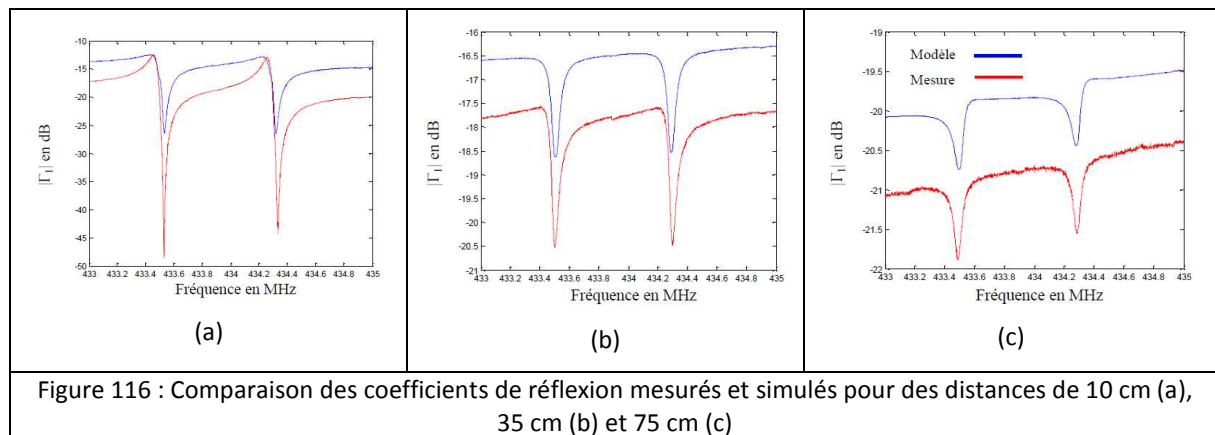


Figure 114 : Mesure en chambre anéchoïde du coefficient de réflexion de deux dipôles positionnés face à face.

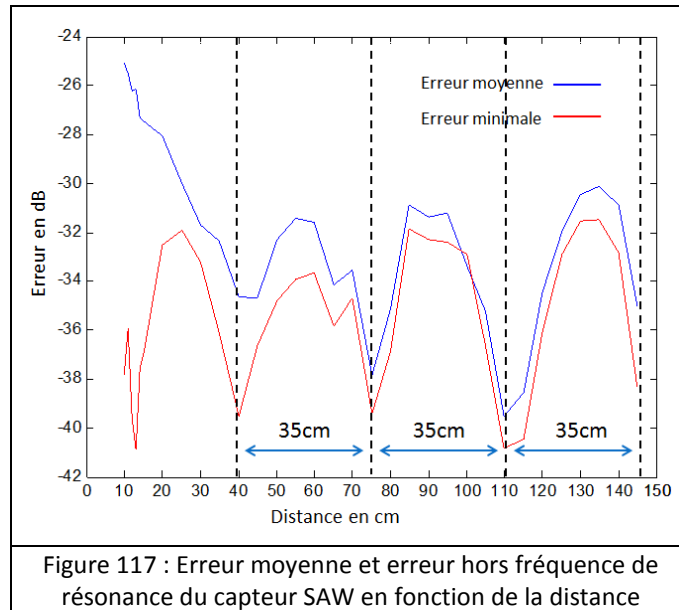
En effet, la manipulation consiste à disposer l’un en face de l’autre deux dipôles. L’un est directement relié à l’analyseur de réseau et le second est identique au premier mais est chargé par un capteur SAW. Le système hydraulique permet ainsi de pouvoir modifier la distance entre les antennes sans avoir de manipulation manuelle à opérer, ce qui permet de conserver l’alignement entre les dipôles inchangé. D’autre part, nous avons dans le même temps réalisé des simulations sous HFSS reproduisant cette manipulation, avec un second port en place et lieu du capteur SAW afin de caractériser complètement la matrice impédance du système. Une fois cette dernière caractérisée, chacun de ses éléments sera exporté et calculé sous Matlab. A partir de l’impédance mesurée du capteur seul, nous pouvons ainsi simuler le coefficient de réflexion du quadripôle en T du système (Figure 115).



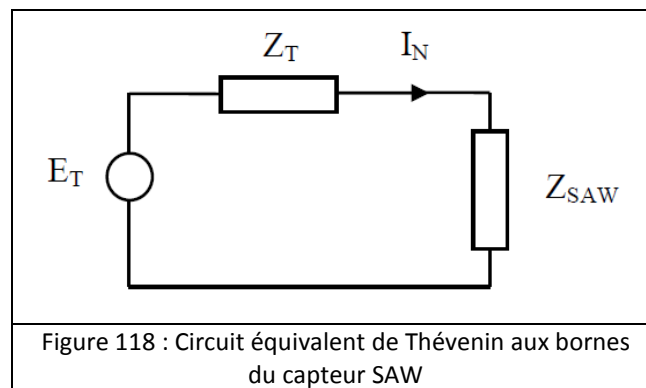
Plusieurs mesures ont été effectuées pour plusieurs distances séparant les deux antennes et ce pour une puissance émise par le VNA de 0 dBm. La Figure 116 présente une comparaison des résultats mesurés et simulés.



Nous pouvons observer une bonne concordance entre mesures et simulations notamment si l'on considère la forme globale des courbes et surtout la valeur des fréquences de résonance du capteur SAW. Toutefois, nous pouvons également remarquer l'existence d'un « offset » entre la mesure et la simulation, que nous attribuons à l'existence d'une onde stationnaire dans la chambre anéchoïde qui de fait, perturbe les mesures. La Figure 117 représente l'erreur moyenne et l'erreur hors fréquence de résonance du capteur SAW (appelée erreur minimale) en fonction de la distance. On observe clairement que l'erreur est périodique et que la distance séparant deux minima ou deux maxima est égale à 35 cm soit une demi-longueur d'onde à 429 MHz, qui peut donc être apparentée à une fréquence de la bande ISM, or la chambre anéchoïde d'Orange Labs-La Turbie n'est certifiée qu'à partir de 600 MHz.



L'unité d'interrogation, lorsqu'elle fonctionne en mode « récepteur », mémorise la puissance reçue pour chaque fréquence afin de déterminer les fréquences de résonance du SAW. Celles-ci correspondent aux fréquences pour lesquelles les puissances reçues par l'interrogateur sont maximales. Ainsi, pour notre modèle, nous sommes partis du principe que plus la puissance transmise au capteur est grande et plus l'amplitude du signal réémis sera importante. Nous avons donc cherché un modèle nous permettant de déterminer la puissance reçue par le capteur SAW. Pour ce faire, nous avons de nouveau opté pour un générateur de Thévenin équivalent mais cette fois vu par le capteur (Figure 118).

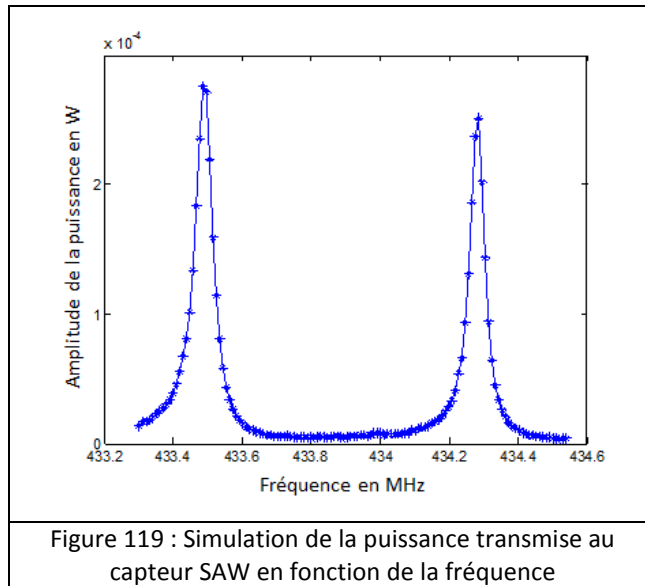


Les expressions des paramètres caractéristiques de ce générateur (Équation 11) sont obtenues à partir du modèle en émission de l'unité d'interrogation connecté à l'entrée du circuit équivalent (Figure 115).

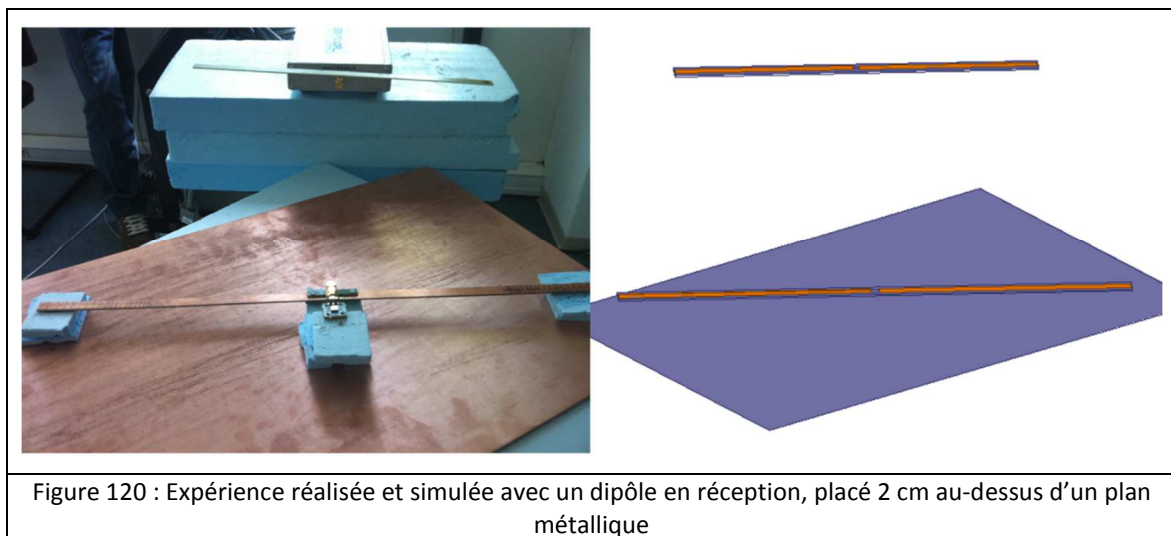
$$\begin{cases} E_T = \frac{Z_{12}}{Z_{11}+Z_g} E_g \\ Z_T = Z_{22} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}+Z_g} \end{cases} \quad (\text{Équation 11})$$

La puissance transmise au capteur est alors donnée par l'Équation 12. Puis, une interpolation parabolique a été effectuée sur la puissance transmise au SAW afin de déterminer les fréquences de résonance (Figure 119).

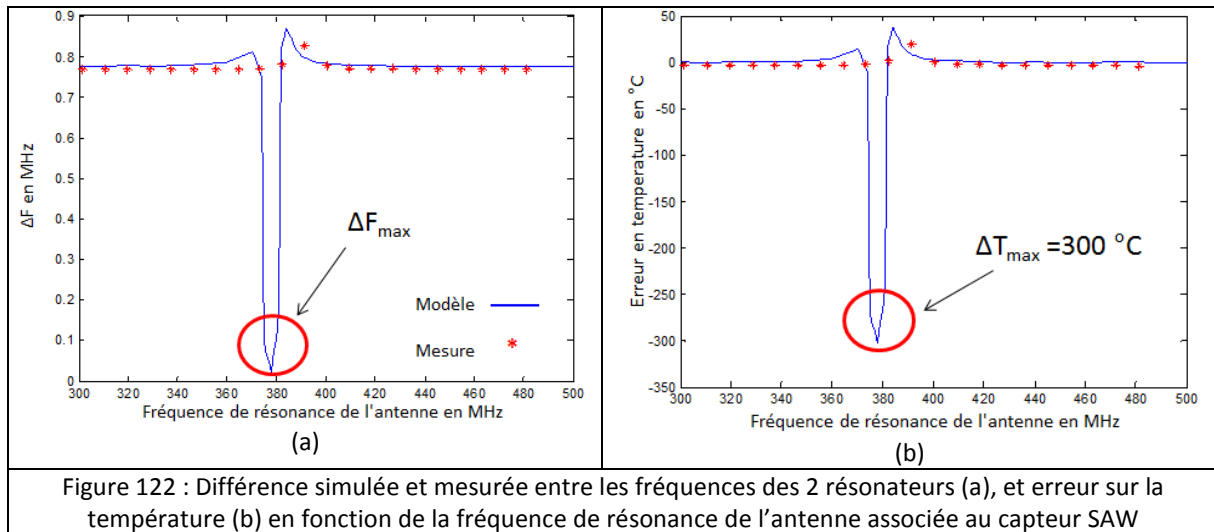
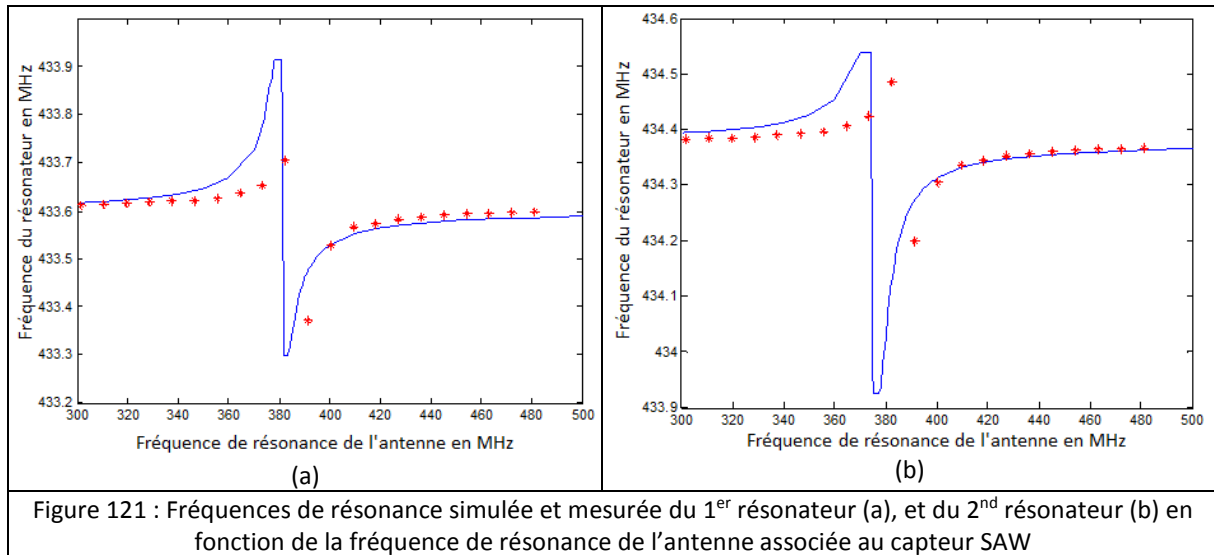
$$P_{transférée} = \left| \frac{E_T(\omega)}{Z_T(\omega)+Z_{SAW}(\omega)} \right|^2 Re(Z_{SAW}(\omega)) \quad (\text{Équation 12})$$



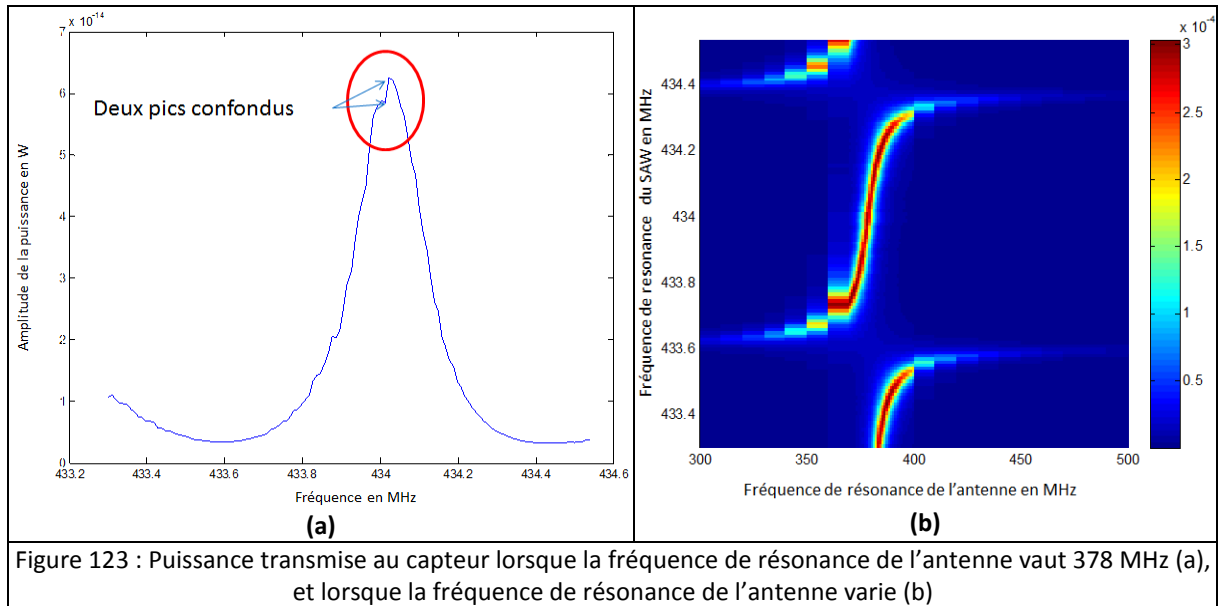
Nous avons ensuite testé ce modèle en essayant de reproduire le phénomène de tirage en fréquence. Pour cela, nous avons choisi une configuration provoquant un tirage maximum. Elle consiste à interroger un dipôle associé à un capteur SAW, positionné 2 cm au-dessus d'un plan métallique. Au départ, la longueur du dipôle est telle qu'il fonctionne à 300 MHz. Nous avons ensuite réduit progressivement la longueur de ses brins jusqu'à atteindre une fréquence de fonctionnement de 500 MHz (Figure 120).



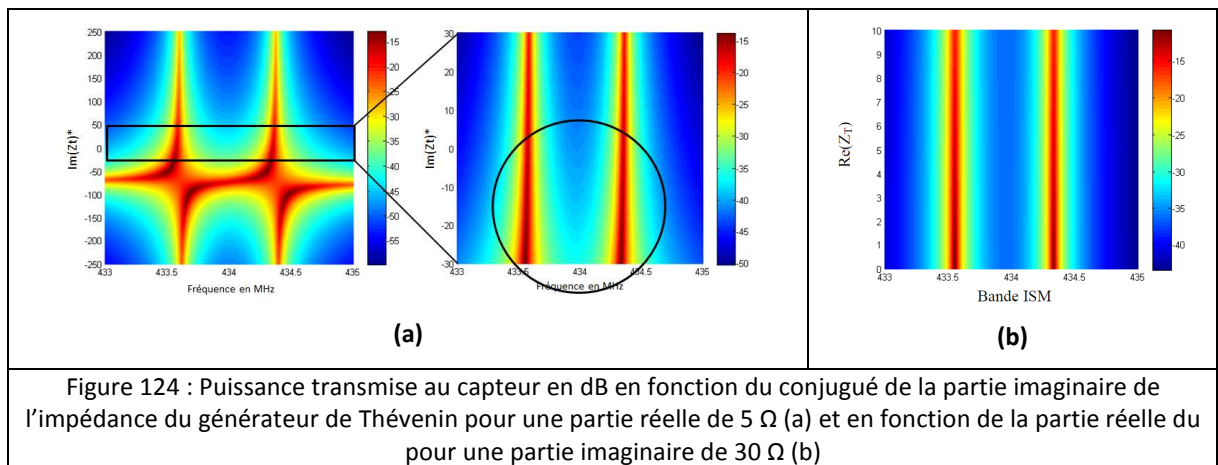
Puis, nous avons comparé les valeurs des fréquences de résonance obtenues, leurs différences et le calcul de la température mesurée en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne associée au capteur (Figures 121 et 122).



Nous observons que les résultats obtenus sont cohérents puisque les courbes ont les mêmes tendances. Toutefois, de légères différences sont observées notamment sur les fréquences de résonance que nous imputons au fait que les mesures n'ont pas été réalisées dans les conditions d'espace libre comme sur HFSS. Par contre, nous avons atteint notre objectif qui consistait à reproduire les conditions d'un tirage en fréquence maximal. En effet, une erreur maximale de -300°C a été obtenue pour une fréquence de résonance de 378 MHz pour l'antenne. L'impédance équivalente du générateur de Thévenin aux bornes du capteur vaut alors $2 + j68 \text{ } (\Omega)$, et pour cette impédance une seule résonance est obtenue dans la bande ISM (Figure 123).



Une étude théorique portant sur différentes valeurs de parties réelles et imaginaires nous a permis de dégager des valeurs d'impédance plus propices à un fonctionnement plus performant du système. En effet, l'observation de la puissance transmise au capteur en dB pour différentes valeurs de parties réelles en fonction du conjugué de la partie imaginaire de l'impédance du générateur de Thévenin, nous a montré qu'il était préférable d'avoir une partie imaginaire comprise entre -30 et $+30 \Omega$ et une partie réelle inférieure à 5Ω (Figure 124).



Ceci a été confirmé lors des mesures effectuées pendant l'expérience décrite Figure 120, puisque les meilleurs relevés de puissance ont été obtenus lorsque les fréquences de résonance de l'antenne en réception étaient égales à $409,33 \text{ MHz}$ et $418,17 \text{ MHz}$ où les valeurs du conjugué de la partie imaginaire de l'impédance équivalente du générateur de Thévenin valaient respectivement -25Ω et -14Ω et les parties réelles étaient de l'ordre de $1,5 \Omega$.

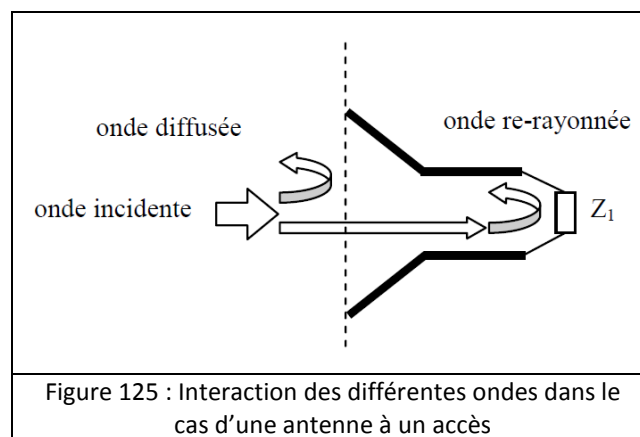
Nous avons présenté dans cette partie, une modélisation de l'ensemble du système qui nous a permis de mettre en évidence et de comprendre l'origine du tirage en fréquence. Ce modèle nous a également permis de déterminer les valeurs que devaient présenter le générateur de Thévenin équivalent pour un meilleur fonctionnement du système de mesures.

2.3.2.3 Méthode de caractérisation sans fils d'antennes associées à des capteurs

Parallèlement à cela, il nous a semblé important de trouver une méthode de caractérisation en champ proche (car il représente majoritairement les cas d'utilisation) et sans contact de cet ensemble « antenne + capteur ». Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la mesure de l'antenne seule, puis à celle de l'impédance du capteur connecté à l'antenne.

Parmi les mesures sans contact existantes, celle utilisant la Surface Equivalente Radar (SER) [67], [68] a connu certains développements ces dernières années notamment pour des applications de type RFID dans les bandes UHF (de 800 MHz à 950 MHz) [69]–[72]. Toutefois, des travaux plus récents se sont intéressés à cette méthode dans la bande 400-470 MHz [73]. Dans notre cas, il s'est agi de tester cette méthode dans cette même bande de fréquence mais en champ proche et de la comparer à une autre méthode basée sur les circuits équivalents.

La technique de mesure utilisant la SER est basée sur l'analyse du champ réémis par une antenne chargée. Pour cela, les mesures d'au moins trois différentes charges connectées à l'antenne sous test doivent être réalisées. Ces mesures permettent de séparer la SER structurelle (qui correspond à la rétro-diffusion sur la structure externe comme interne de l'antenne), de l'onde re-rayonnée (qui correspond à l'énergie captée et réémise par l'antenne en fonction de sa charge (Figure 125).



Pour une fréquence et un angle d'observation fixes, le comportement d'une cible radar est complètement défini par la matrice donnant la SER complexe $[\sigma]$ ou la matrice de Sinclair $[S]$ (appelée aussi matrice de diffusion) pour deux polarisations orthogonales quelconques ξ et η (Équation 13).

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{\xi\xi} & \sigma_{\eta\xi} \\ \sigma_{\eta\xi} & \sigma_{\eta\eta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\xi\xi}^2 & S_{\xi\eta}^2 \\ S_{\eta\xi}^2 & S_{\eta\eta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{Équation 13})$$

Dans le cas d'antennes à N ports et en prenant pour les 2 polarisations, la polarisation horizontale h et la polarisation verticale v , Wiesbeck et all. [68], ont montré que les interactions entre les ondes incidentes, diffusées, absorbées et re-rayonnées sont décrites par la matrice de diffusion de l'antenne $[S^a]$ qui est construite de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} b_h \\ b_v \\ b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{hh}^s & S_{hv}^s & S_{h1} & \cdots & S_{hN} \\ S_{vh}^s & S_{vv}^s & S_{v1} & \cdots & S_{vN} \\ S_{1h} & S_{1v} & S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Nh} & S_{Nv} & S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_h \\ a_v \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (\text{Équation 14})$$

Ainsi, deux types de ports sont définis : les ports d'excitation (liés aux différentes charges auxquelles ils seront connectés) et les ports de re-rayonnement (au nombre de deux et qui représentent deux polarisations orthogonales, ici la polarisation verticale notée v et horizontale notée h). La matrice $[S^a]$ peut être décomposée en 4 sous-matrices. La sous-matrice verte décrit la diffusion structurale de l'antenne (si les ports d'excitation sont tous terminés par des charges adaptées, les termes $a_{i=\{1, \dots, N\}}$ sont nuls). Les sous-matrices rouge et jaune relient les ports d'excitation aux ports de re-rayonnement et décrivent les caractéristiques d'émission-réception de l'antenne. Quant à la matrice bleue, celle-ci contient les paramètres liés exclusivement aux ports d'excitation.

En considérant que les ports d'excitation sont terminés par des charges d'impédance Z_{li} correspondant aux coefficients de réflexion ρ_{li} , la matrice $[S^a]$, se réduit à la matrice de diffusion $[S^{tot}]$ avec les deux ports de rayonnement (Équation 15).

$$\begin{bmatrix} b_h \\ b_v \end{bmatrix} = [S^{tot}] \begin{bmatrix} a_h \\ a_v \end{bmatrix} \quad (\text{Équation 15})$$

Cette matrice de dispersion totale, peut à son tour être décomposée en une somme de deux matrices : la matrice de transfert $[S^{tr}]$ et la matrice de diffusion structurale $[S^s]$.

$$[S^{tot}] = [[S^{tr}] + [S^s]] = \begin{bmatrix} S_{hh}^{tr} & S_{hv}^{tr} \\ S_{vh}^{tr} & S_{vv}^{tr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{hh}^s & S_{hv}^s \\ S_{vh}^s & S_{vv}^s \end{bmatrix} \quad (\text{Équation 16})$$

Dans le cas d'une antenne ayant un seul port, l'expression de $[S^{tot}]$ devient :

$$[S^{tot}] = \begin{bmatrix} \frac{\rho_1}{1-S_{11}\rho_1} [S_{h1}S_{1h} & S_{h1}S_{1v}] \\ S_{v1}S_{1h} & S_{v1}S_{1v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{hh}^s & S_{hv}^s \\ S_{vh}^s & S_{vv}^s \end{bmatrix} \quad (\text{Équation 17})$$

Pour un champ incident ayant une polarisation quelconque ξ , on a l'égalité :

$$\sigma_{\xi\xi} = S_{\xi\xi}^2 \quad (\text{Équation 18})$$

$$\text{Or } S_{\xi\xi} = S_{\xi\xi}^{tot} = \frac{b_\xi}{a_\xi} = S_{\xi\xi}^s + \frac{\rho_1}{1-S_{11}\rho_1} S_{\xi 1} S_{1\xi} \quad (\text{Équation 19})$$

$$\text{Soit } \sigma_{\xi\xi} = \left[S_{\xi\xi}^s + \frac{\rho_1}{1-S_{11}\rho_1} S_{\xi 1} S_{1\xi} \right]^2 \quad (\text{Équation 20})$$

Cette équation ayant 3 inconnues, nous avons besoin de 3 équations pour les déterminer. Ceci peut être obtenu à l'aide de 3 charges différentes. En général, afin de simplifier les équations, les charges

retenues sont la charge adaptée (CA), le court-circuit (CC) et le circuit ouvert (CO). On obtient alors le système suivant :

$$\begin{cases} \sigma_{CA} = (S_{\xi\xi}^s)^2 \\ \sigma_{CC} = \left[S_{\xi\xi}^s - \frac{1}{1+S_{11}} S_{\xi 1} S_{1\xi} \right]^2 \\ \sigma_{CO} = \left[S_{\xi\xi}^s + \frac{1}{1-S_{11}} S_{\xi 1} S_{1\xi} \right]^2 \end{cases} \quad (\text{Équation 21})$$

Une fois résolu, nous obtenons, les expressions suivantes :

$$S_{\xi\xi}^s = \sqrt{\sigma_{CA}} \quad (\text{Équation 22})$$

$$S_{\xi 1} S_{1\xi} = 2 \frac{(\sqrt{\sigma_{CO}} - \sqrt{\sigma_{CA}})(\sqrt{\sigma_{CA}} - \sqrt{\sigma_{CC}})}{(\sqrt{\sigma_{CO}} - \sqrt{\sigma_{CC}})} \quad (\text{Équation 23})$$

$$S_{11} = 2 \frac{(\sqrt{\sigma_{CO}} - \sqrt{\sigma_{CA}})}{(\sqrt{\sigma_{CO}} - \sqrt{\sigma_{CC}})} - 1 \quad (\text{Équation 24})$$

Cette dernière équation permet ainsi de déterminer le coefficient de réflexion de l'antenne sous test. La théorie développée ici pour le calcul de la SER suppose que la cible est positionnée en champ lointain. Toutefois, à partir de l'équation radar réduite au cas monostatique, nous observons aisément la proportionnalité entre la SER et la puissance reçue (Équation 25). Il est alors ensuite possible de déduire l'expression du coefficient de réflexion de l'antenne sous test (Équation 26).

$$P_r = P_e \frac{G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \quad (\text{Équation 25})$$

$$S_{11} = 2 \frac{(\sqrt{P_{RCO}} - \sqrt{P_{RCA}})}{(\sqrt{P_{RCO}} - \sqrt{P_{RCC}})} - 1 \quad (\text{Équation 26})$$

Parallèlement à cette méthode, nous nous sommes également intéressés à une autre solution issue du circuit équivalent présenté Figure 114. La méthode consiste en l'analyse de l'impédance d'entrée d'un système à 2 ports chargés par différentes valeurs de charges. En effet, l'impédance d'entrée du circuit équivalent lorsque le quadripôle est chargé par une impédance Z_{charge} est donné par l'Équation 27.

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{22} + Z_{charge}} \quad (\text{Équation 27})$$

En prenant pour valeurs de charges, les trois valeurs typiques utilisées précédemment, nous arrivons à l'obtention des 3 équations suivantes (Équation 28) :

$$\begin{cases} Z_{inCO} = Z_{11} \\ Z_{inCC} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{22}} \\ Z_{inCA} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{22} + 50} \end{cases} \quad (\text{Équation 28})$$

Le système résolu, nous permet d'obtenir les 3 relations suivantes :

$$Z_{11} = Z_{inCO} \quad (\text{Équation 29})$$

$$Z_m^2 = 50 \frac{(Z_{inCA} - Z_{inCO})(Z_{inCO} - Z_{inCC})}{Z_{inCC} - Z_{inCA}} \quad (\text{Équation 30})$$

$$Z_{22} = 50 \frac{Z_{inCA} - Z_{inCO}}{Z_{inCC} - Z_{inCA}} \quad (\text{Équation 31})$$

De la dernière équation nous pouvons déduire l'impédance de l'antenne sous test et son coefficient de réflexion à partir de la formule suivante :

$$S_{22} = \frac{Z_{22} - 50}{Z_{22} + 50} \quad (\text{Équation 32})$$

Nous avons ensuite réalisé une série de mesures dans la chambre anéchoïde d'Orange Labs-La Turbie dans le cadre du CREMANT (Centre de REcherche mutualisé sur les ANTennes) pour déterminer tout d'abord le coefficient de réflexion d'une antenne dipôle à 433 MHz (Figure 126).

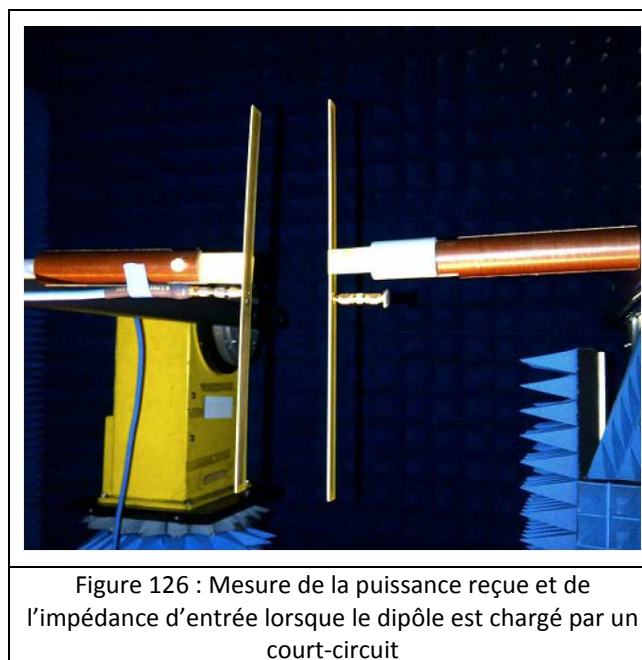


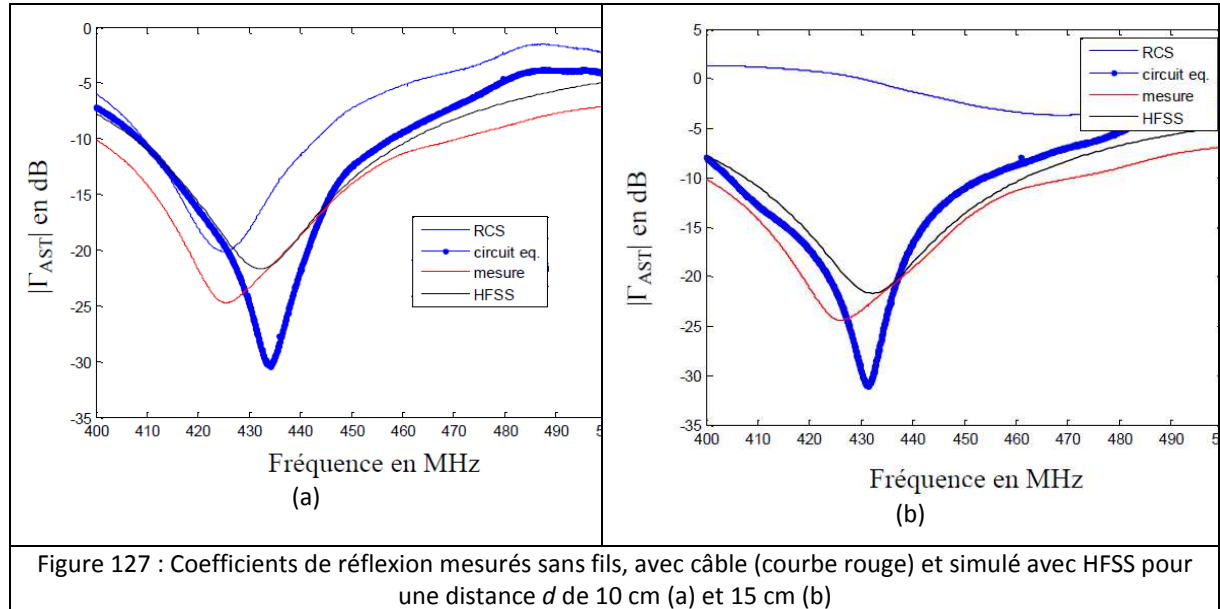
Figure 126 : Mesure de la puissance reçue et de l'impédance d'entrée lorsque le dipôle est chargé par un court-circuit

Pour faciliter le traitement, nous avons choisi des antennes identiques en émission et en réception. Différentes séries de mesures ont été réalisées :

- à différentes distances : 7,5 cm, 10 cm, 15 cm et 30 cm (sachant que la zone de champ proche se situe à une distance d inférieure à une quarantaine de cm), pour une puissance d'émission de 10 dBm.
- pour deux configurations : l'une où les charges reliées à l'antenne sous test sont changées successivement. L'autre où l'antenne sous test a été remplacée successivement par trois antennes identiques connectées à trois charges de valeurs différentes.

Nous présentons Figure 127, les résultats obtenus pour les distances de 10 cm et 15 cm lorsque la même antenne a été successivement chargée par 3 valeurs de charge différente. En effet, la solution consistant à changer 3 fois d'antenne, ne nous a pas permis d'obtenir des résultats significatifs, montrant ainsi l'importance du respect de l'alignement entre les deux antennes. L'observation des courbes nous montre que la mesure qui nous donne le résultat le plus précis en termes de fréquence de fonctionnement (fréquence pour laquelle le module du S_{11} est minimum) et de bande passante est celle réalisée à partir des circuits équivalents pour une distance de 10 cm. La mesure issue de la SER donne des résultats qui diffèrent beaucoup en fonction de la distance. Ceci peut s'expliquer par le fait

que la puissance mise en jeu dans nos mesures est faible mais également par la faible signature radar du dipôle. En effet, à distance équivalente, la méthode SER ne nous a pas non plus donné des résultats identiques pour 2 différents niveaux de puissance (-5 et 10 dBm). Enfin, les équations utilisées pour le modèle SER supposent que la cible est en champ lointain avec une polarisation donnée, ce qui n'est plus le cas en champ proche. La détermination du coefficient de réflexion de l'antenne uniquement à partir de la puissance reçue (Équation 26) ne semble donc pas si aisée et évidente.



Néanmoins, à partir des résultats prometteurs obtenus grâce à la méthode des circuits équivalents, nous avons pu déduire la mesure du coefficient de réflexion du capteur SAW à distance ainsi que de sa conductance, à l'aide d'une 4^{ème} mesure effectuée en connectant à l'antenne sous test un capteur SAW d'impédance Z_{SAW} (Figure 128). En effet, si la seconde antenne est chargée par le capteur SAW, nous obtenons l'Équation 33 :

$$Z_{inSAW} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{22} + Z_{SAW}} \quad (\text{Équation 33})$$

où Z_{inSAW} est l'impédance d'entrée présentée par le circuit équivalent lorsque le quadripôle est chargé par le résonateur SAW d'impédance Z_{SAW} .

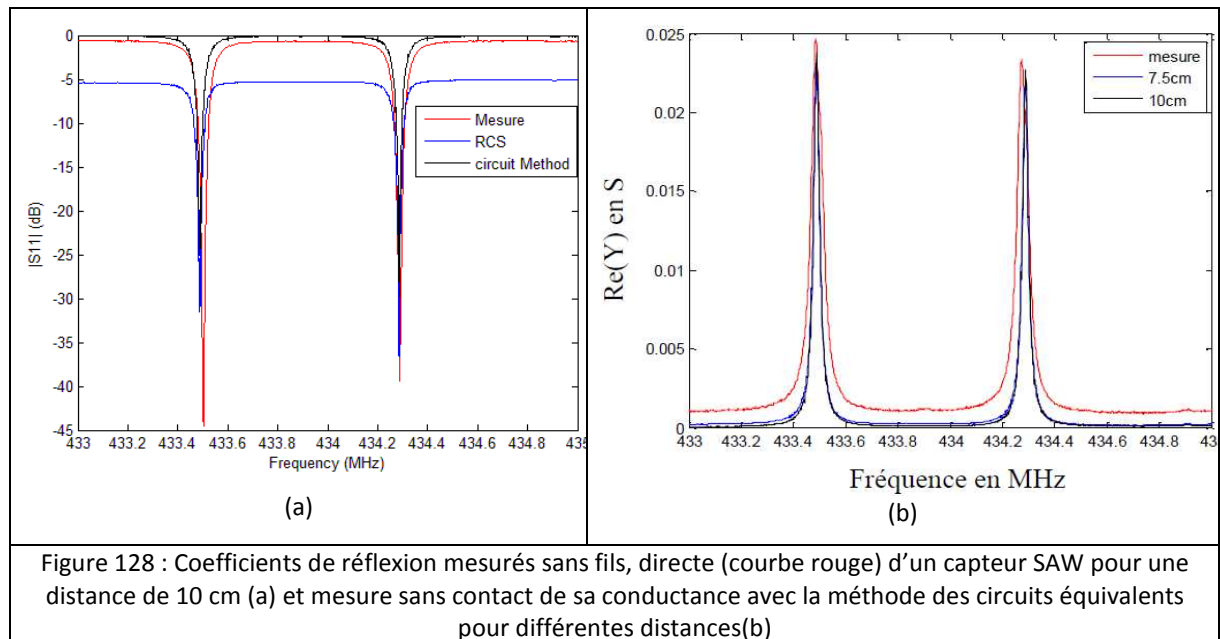
Ceci revient à obtenir l'Équation 34 :

$$Z_{inSAW} = Z_{inCO} - \frac{Z_m^2}{Z_{22} + Z_{SAW}} \quad (\text{Équation 34})$$

où tous les éléments sont connus hormis l'impédance Z_{SAW} du capteur.

On détermine ainsi Z_{SAW} grâce à l'Équation 35 :

$$Z_{SAW} = \frac{Z_m^2}{Z_{inCO} - Z_{inSAW}} - Z_{22} \quad (\text{Équation 35})$$



Nous pouvons de nouveau remarquer que les résultats les plus concordants sont donnés par la méthode des circuits équivalents. Le décalage de niveau observé dans le cas de la mesure par SER est attribué à la distance de mesure car des mesures identiques faites à 7,5 cm ont donné des résultats plus en accord avec les deux autres. A notre connaissance, il s'agit de la première mesure sans contact de l'impédance d'un capteur SAW.

Dans cette dernière partie, nous avons présenté les travaux portant sur la réalisation d'un modèle fréquentielle de la chaîne de d'interrogation complète qui nous a permis d'explicitier les causes du phénomène de « tirage en fréquence » qui peut être rencontré lors de l'association d'un capteur SAW avec une antenne. Ce modèle nous a également permis de dégager des conditions sur la valeur que devait présenter l'impédance du générateur de Thévenin équivalent vis à vis du capteur pour un fonctionnement optimisé du système. Enfin, une méthode de caractérisation sans fils en champ proche a été proposée, permettant dans un premier temps de déterminer l'impédance d'entrée des antennes puis celle de l'impédance de capteur SAW.

Dans le dernier chapitre, nous allons nous intéresser à la conception d'antennes miniatures dédiées à des environnements particuliers et notamment pour des applications utilisant à nouveau des capteurs SAW pour la mesure de température et de pression.

2.4 Conception d'antennes miniatures pour environnements difficiles et intégrées à leur support

Comme évoqué précédemment, les progrès réalisés par la microélectronique en termes d'intégration et de miniaturisation ont permis un développement très important des applications sans fils et notamment leur déploiement dans des environnements inenvisageables jusqu'alors. Toutefois, l'antenne conditionne toujours les dimensions de ces dispositifs du fait que son encombrement dépend de la longueur d'onde. Or, sa miniaturisation s'accompagne d'une dégradation de ses performances radioélectriques (adaptation, rayonnement, efficacité) [74], [75]. A cela, il faut ajouter que, comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent, son environnement proche influe aussi sur ses performances. Il s'agit donc pour le concepteur d'antennes de trouver un compromis entre taille minimale requise pour l'application souhaitée et performances exigées tout en tenant compte si possible dès le début de la conception, de l'environnement proche des antennes. Ceci a été d'autant plus facilité par les progrès réalisés par les logiciels de simulation électromagnétiques qui permettent dorénavant des modélisations multicouches multiphysiques mais aussi par le fait que les processeurs utilisés par les machines de calculs sont de plus en plus performants permettant ainsi la prise en compte d'un nombre de données de plus en plus importantes et des temps de calcul de plus en plus courts.

Nous allons présenter dans ce chapitre, les solutions que nous avons proposées dans le cadre de différents projets nécessitant des géométries d'antennes particulières, adaptées spécifiquement à un encombrement donné mais présentant également des contraintes de performances en termes d'adaptation et de rayonnement. Pour commencer, nous présenterons des antennes destinées à fonctionner dans des conditions difficiles telles que le corps humain ou des environnements industriels souvent fortement métalliques et enfin par celles ayant pour objet l'implémentation dans des appareils mobiles.

2.4.1 Antennes pour environnements difficiles

2.4.1.1 Antennes implantées

Nous observons depuis plusieurs années une hausse des dépenses de santé et des demandes de soins (auquel le monde médical ne peut répondre actuellement) dues au vieillissement de la population et à l'explosion des maladies chroniques. Une façon de maîtriser ces dépenses consiste à une prise en charge permanente des patients à leur domicile associée à un suivi à distance. Ainsi, l'intérêt pour les dispositifs de suivis biomédicaux sans fils ne cesse de croître actuellement.

Nous avons commencé à nous pencher sur cette thématique dès 2007, à travers le projet CIMPA (Capteur Implantable pour la Mesure de la Pression Artérielle) qui répondait à un appel de l'ANR TecSan (Technologies pour la Santé). L'objectif était de réaliser un capteur de pression artérielle et de température fonctionnant à 2,5 GHz devant être implanté à l'intérieur de la cage thoracique de patients et pouvant être interrogé à distance. Ce projet avait pour partenaires :

- la société Sensor, chargée de réaliser le système d'interrogation sans fils
- le LPMO (Laboratoire de Physique et Métrologie des Oscillateurs) devenu depuis pour partie le département Temps-Fréquence de l'institut FEMTO-ST, qui devait réaliser le capteur de pression à partir de résonateurs de type SAW
- le LEAT, qui avait pour mission de concevoir l'antenne associée au capteur

- l'institut Arnault Tzanck, réalisant le support médical (pour la prise en compte des aspects réglementaires ainsi que le suivi des procédures pour les approbations et certifications).

Ces travaux ont d'abord été initiés par Ali CHAMI alors étudiant en Master2 TRFM (Télécommunication RF et Microélectronique), puis poursuivis par Gwladys COLLIN lors d'un séjour post-doctoral de 18 mois.

Pour des raisons évidentes d'intégration, la fréquence de fonctionnement choisie pour développer ce capteur a été la fréquence de 2,45 GHz appartenant à la bande ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale) et son impédance devait être égale à 50 Ω. Le capteur devant être implanté, il était nécessaire que celui-ci fonctionne sans batterie. C'est pourquoi, la solution choisie s'est portée vers un capteur de type SAW. En effet, de par leur fonctionnement sans batterie, ce type de capteurs avait montré leur potentialité pour la télémétrie dans la bande ISM (433,05 – 434,79 MHz) [76], [77], y compris pour déterminer la température du corps d'un chien mais à une distance de l'ordre de quelques centimètres avec un capteur relié à un dipôle « bobiné » [78].

Dans le projet CIMPA, le capteur a été réalisé par le LPMO et était composé de 2 résonateurs, l'un pour la mesure de la pression artérielle, l'autre pour la mesure de la température (Figure 129), le LEAT devant pour sa part réaliser les antennes qui leur sont associées.

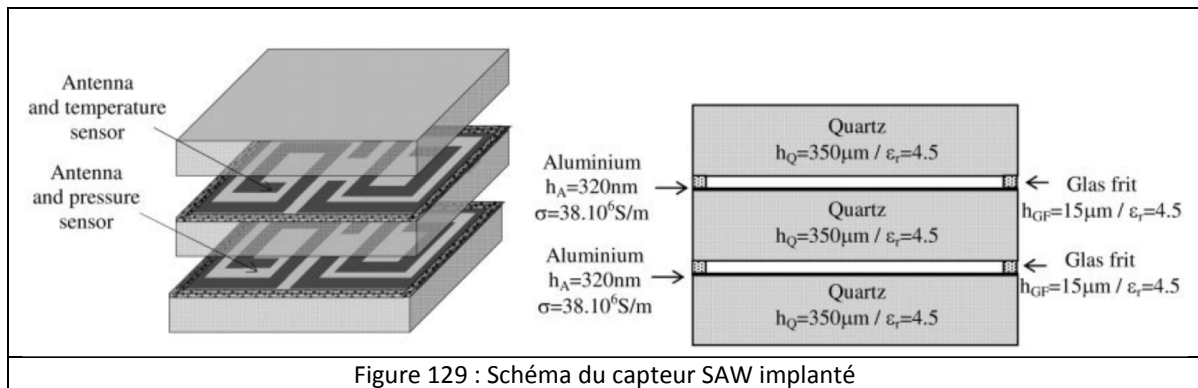


Figure 129 : Schéma du capteur SAW implanté

Compte tenu de la configuration du capteur, nous nous sommes orientés vers une solution de type dipôle « enroulé », car celle-ci favorisait une connexion aisée avec le résonateur et les spirales permettaient de diminuer fortement l'encombrement du dipôle (Figure 130). De plus, cette solution s'écartait de celles trouvées alors dans la littérature pour des applications biomédicales in vivo et qui consistaient pour la plupart en des éléments de type PIFA dans la bande MICS (Medical Implant Communication Services) comprise entre 402 et 405 MHz [79], [80].

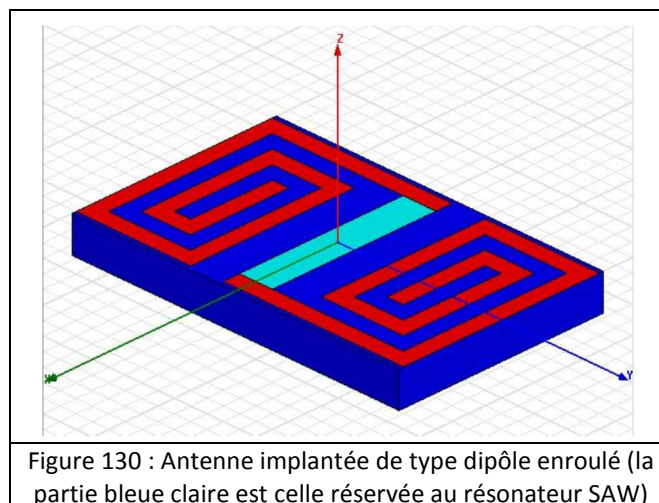
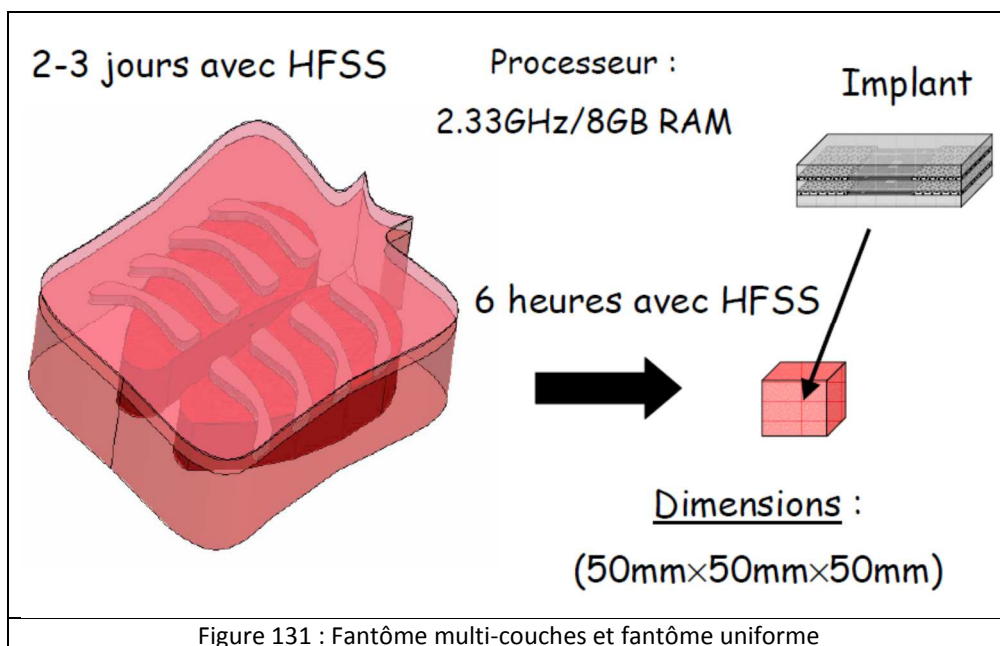


Figure 130 : Antenne implantée de type dipôle enroulé (la partie bleue claire est celle réservée au résonateur SAW)

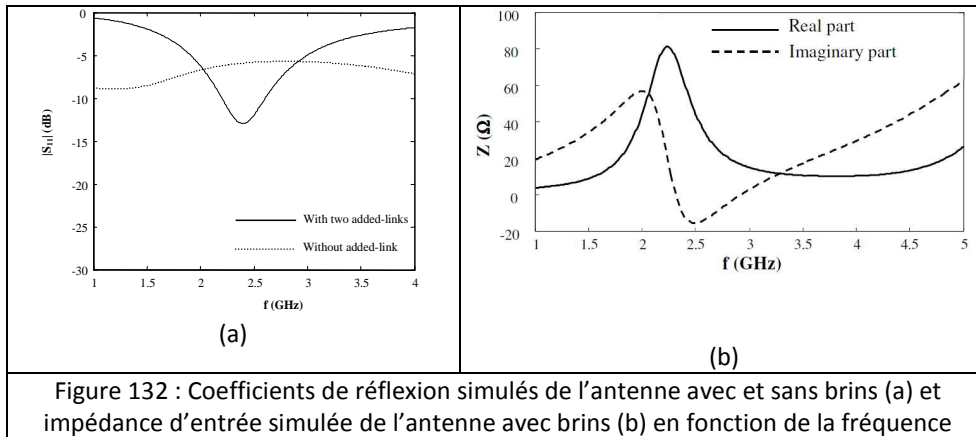
Nous avons dû également considérer l’environnement dans lequel allait être positionné l’implant. Pour cela, nous avons réalisé un modèle de la cage thoracique d’une personne adulte sous HFSS (Figure 131), en tenant compte des caractéristiques électriques des éléments qui la constitue (Tableau 14). Nous nous sommes très rapidement heurtés au fait que la discrétisation d’un élément d’un tel volume comparé à celui du capteur à la fréquence considérée (2,45 GHz) impliquait un grand nombre de cellules et des temps de calcul très longs. Afin de remédier à cet inconvénient, nous avons opté pour la réalisation d’un fantôme homogène présentant des caractéristiques électriques proches du muscle car des études ont montré que c’est le tissu qui représente le mieux les propriétés moyennes du corps humain [79]. L’objectif étant de réduire le temps de calcul tout en maintenant une précision identique aux résultats trouvés avec le modèle complet.



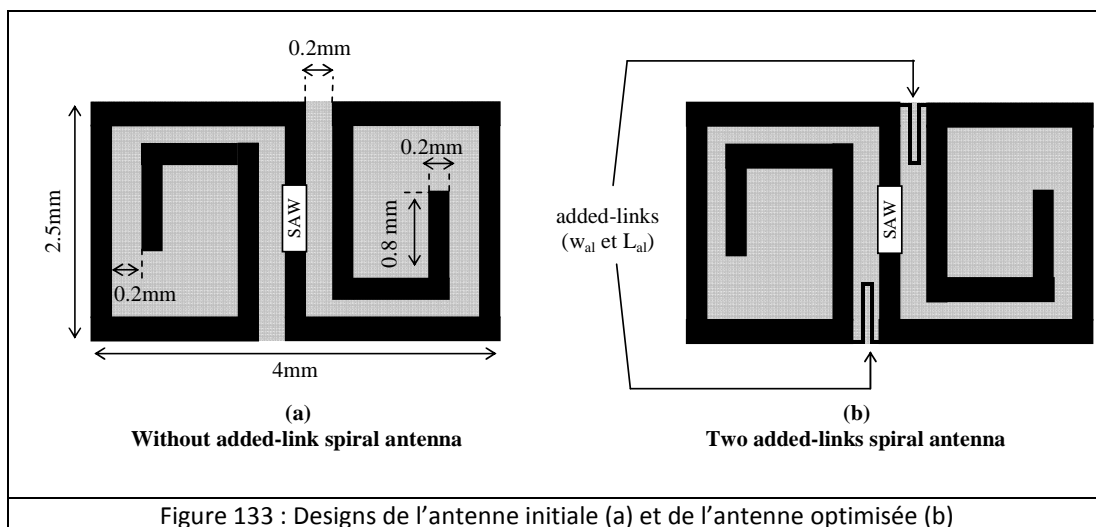
A f= 2,45 GHz	Peau	Graisse	Muscle	Os	Poumons
Permittivité relative ϵ_r	38	5,3	52,7	18,5	48,4
Tangente de pertes	0,28	0,14	0,24	0,32	0,25
Conductivité σ (S/m)	1,5	0,1	1,7	0,8	1,7
Epaisseur (mm)	3	30	30	20	100

Tableau 14 : Caractéristiques électriques des éléments constitutifs du corps humain à 2,45 GHz [81].

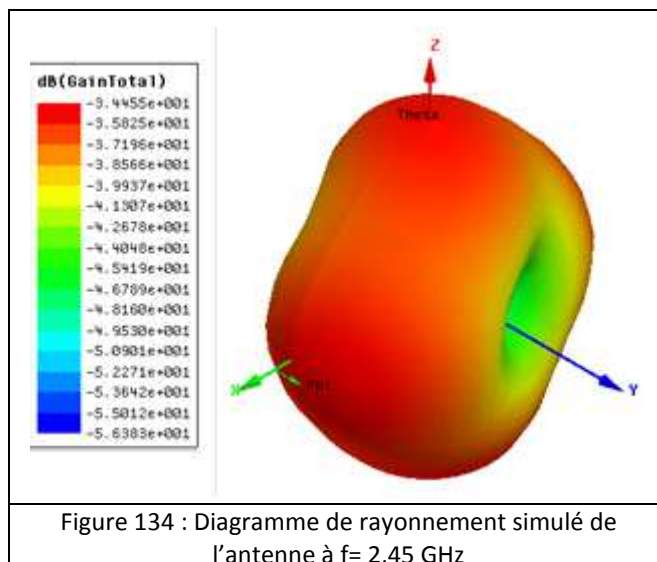
La Figure 132 présente les coefficients de réflexion simulés de l’antenne initiale constituée d’un dipôle enroulé et de l’antenne optimisée positionnées à l’intérieur du fantôme homogène.



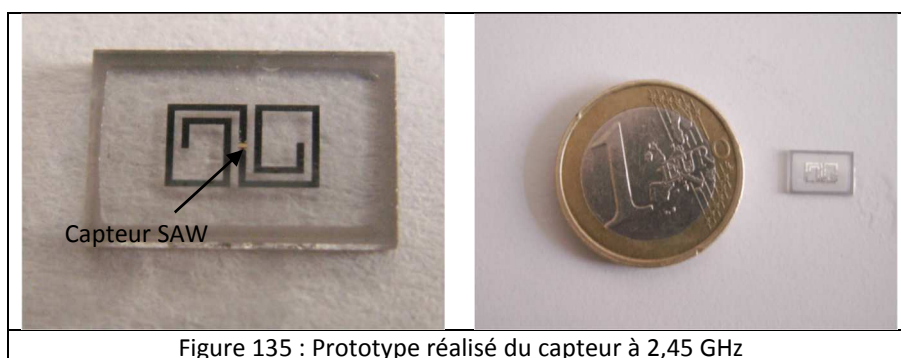
Cette dernière diffère de l'antenne de départ, par l'ajout de deux brins métalliques très fins (de largeur $10\mu\text{m}$) reliant les deux brins rayonnants du dipôle (Figure 133). Cette technique avait déjà été employée notamment pour des solutions utilisées en RFID mais en utilisant un seul brin [82]. Elle permet de réduire la longueur électrique de l'élément rayonnant mais aussi d'améliorer son adaptation. Ceci est confirmé par les courbes observées Figure 132. L'ajout des deux brins permet ainsi d'augmenter la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne rendue plus faible du fait de l'enroulement des bras métalliques.



De plus, le fait d'ajouter non pas un mais deux éléments, permet de conserver la symétrie de la structure et par là même celle de son diagramme de rayonnement (Figure 134). Or, ceci est important pour l'application visée, car celui-ci doit être le plus omnidirectionnel possible du fait que la position du système interrogateur par rapport au patient n'est à priori pas connue. Les valeurs obtenues en simulation pour le gain total et l'efficacité totale sont respectivement de $-34,5\text{dBi}$ et $0,016\%$ ce qui montre bien le caractère dispersif des tissus biologiques à l'intérieur desquels est placée l'antenne ainsi que l'effet de la miniaturisation de l'élément rayonnant.



A partir de ces résultats, nous avons pu réaliser un prototype (Figure 135) avec lequel nous n'avons malheureusement pas réussi à établir une communication. En effet, des ondes transverses inexistantes dans les capteurs SAW développés précédemment à plus basses fréquences, semblent être apparues à cette fréquence, empêchant un fonctionnement correct du capteur. Cependant, l'aspect innovant de cette solution nous a tout de même permis de déposer un brevet [83].



Ces travaux ont trouvé une continuation avec la thèse de Philippe Perrissol démarrée en octobre 2011 suite à une collaboration initiée par Georges Carle, DR CNRS du laboratoire de biologie TIRO-MATOs (Transporteurs en Imagerie et Radiothérapie en Oncologie - Mécanismes biologiques des Altérations du Tissu Osseux) de la Faculté de Médecine. L'objectif de cette thèse est la mise au point d'un dispositif permettant de faciliter l'observation de l'état de santé de souris de laboratoire. Une des premières applications envisagées dans ce projet a été le suivi à distance de la température du corps du rongeur. Pour cela, nous avons utilisé les capteurs SAW de la société SENSEOR présentés dans le chapitre 2. Ceux-ci fonctionnent à la fréquence de 433 MHz, et présentent à cette fréquence une fiabilité plus importante qu'à $2,5$ GHz. L'inconvénient majeur de cette solution, réside dans le fait qu'à cette fréquence, les dimensions de l'antenne peuvent se révéler trop importantes vis-à-vis de la taille d'une souris. En effet, il s'agit de concevoir un dispositif constitué du résonateur SAW (dont la taille non modifiable est de : 5 mm x 5 mm x $1,5$ mm) et de l'antenne devant être implanté sous cutané via une incision pratiquée entre les omoplates de l'animal et permettant de placer le capteur le long de la colonne vertébrale. Cet emplacement permet de minimiser la gêne induite par ce corps étranger à condition bien sûr que l'encombrement et le facteur de forme de l'antenne soient les plus ergonomiques possibles avec notamment une largeur la plus petite possible. Comme l'objectif est de

minimiser l'interaction physique entre l'opérateur humain s'occupant des souris et l'animal, il a été envisagé dès le début que le système d'interrogation soit situé à l'extérieur de la cage.

Afin de concevoir l'antenne, il nous a fallu également prendre en considération les éléments constitutifs du corps de la souris avec une complexité supplémentaire résidant dans le fait que le capteur doit à terme pouvoir être implanté dès le plus jeune âge de la souris. Or, les paramètres électriques (permittivités relatives, conductivités et tangente de pertes) varient fortement en fonction de l'âge du rongeur [84]. Nous avons donc choisi des valeurs moyennes (Tableau 15) pour réaliser le fantôme de la souris (Figure 136).

A f= 433 MHz	Peau	Muscle	Os
Permittivité relative ϵ_r	36,3	52,3	27,1
Tangente de pertes	0,6	0,6	0,4
Conductivité σ (S/m)	0,7	1	0,4
Epaisseur (mm)	5	5	1,5

Tableau 15 : Caractéristiques électriques moyennes des tissus constitutifs du corps d'une souris à 433 MHz [84]

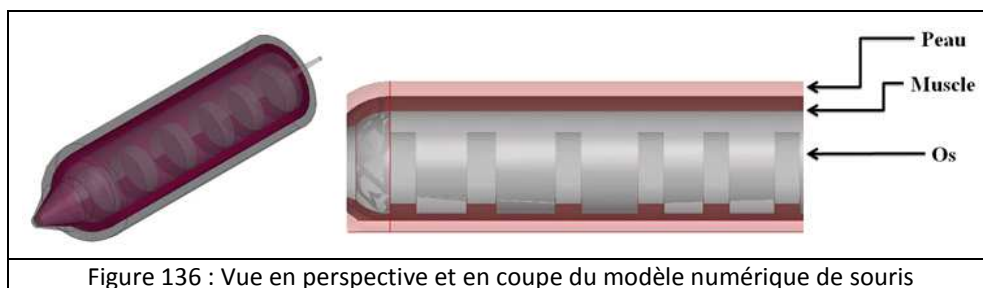


Figure 136 : Vue en perspective et en coupe du modèle numérique de souris

Pour le design de l'antenne, nous avons cette fois opté pour un dipôle replié, car la structure à dipôle en forme de spirale présentait un encombrement trop important compte tenu de la longueur électrique nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne à la fréquence souhaitée. De plus, cette longueur a pu être obtenue en utilisant les deux faces du substrat grâce à l'utilisation de vias traversant le substrat (qui est du Duroid de permittivité 2,2, de tangente de pertes égale à 0,0008 et d'épaisseur 0,127 mm pour que l'antenne soit la plus flexible possible) (Figure 137). L'encombrement final de l'élément optimisé en présence du fantôme est de 42,6 mm x 3,24 mm x 0,124 mm.

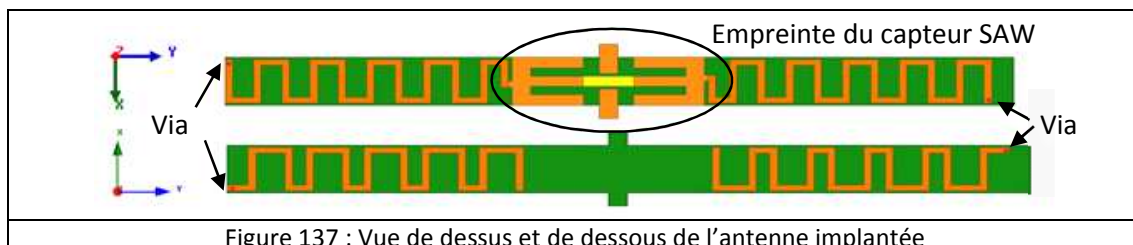
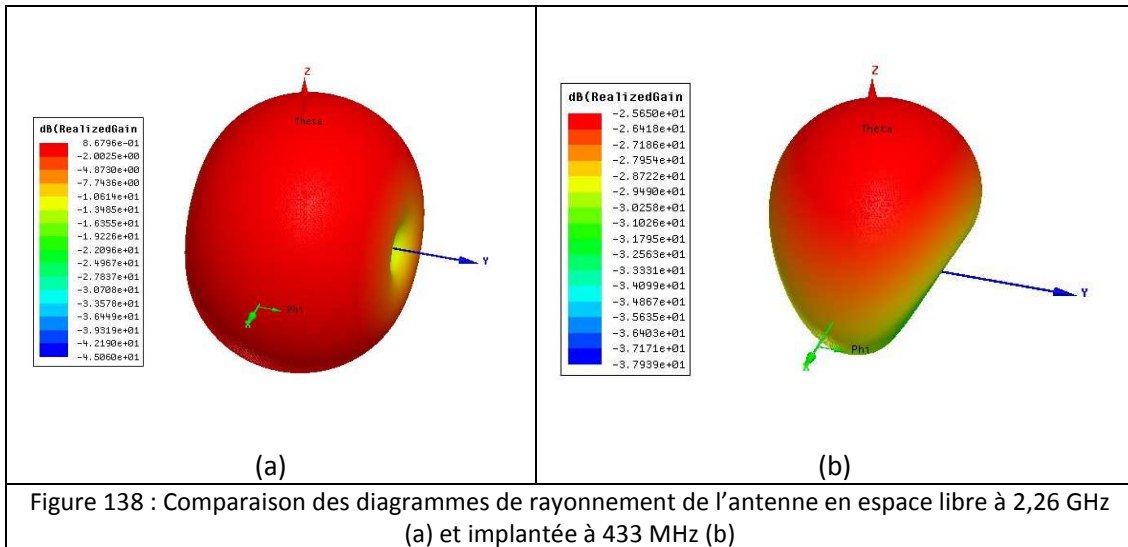
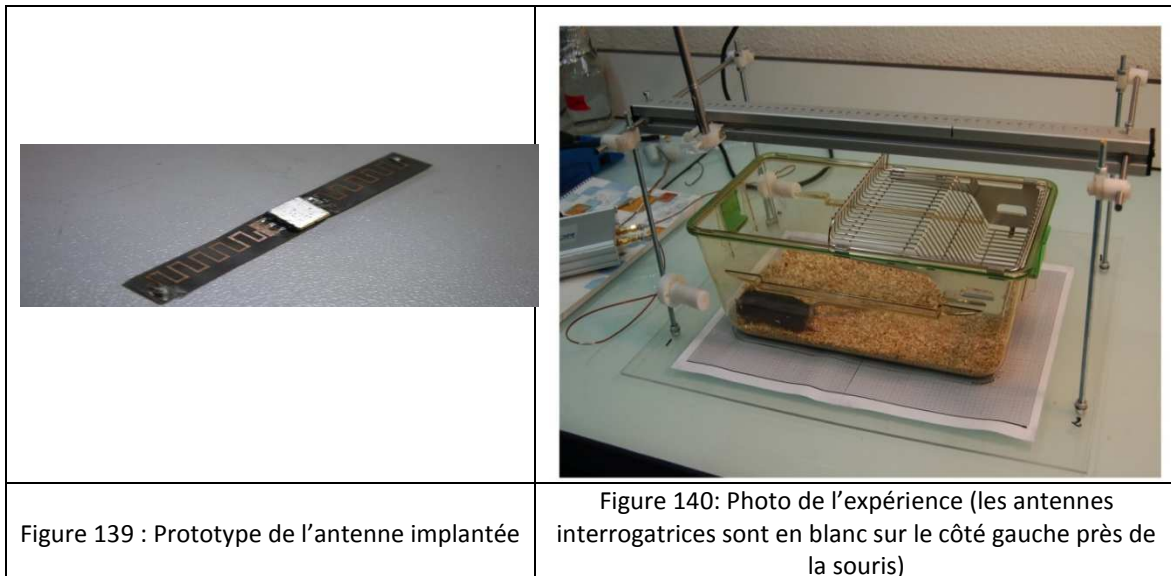


Figure 137 : Vue de dessus et de dessous de l'antenne implantée

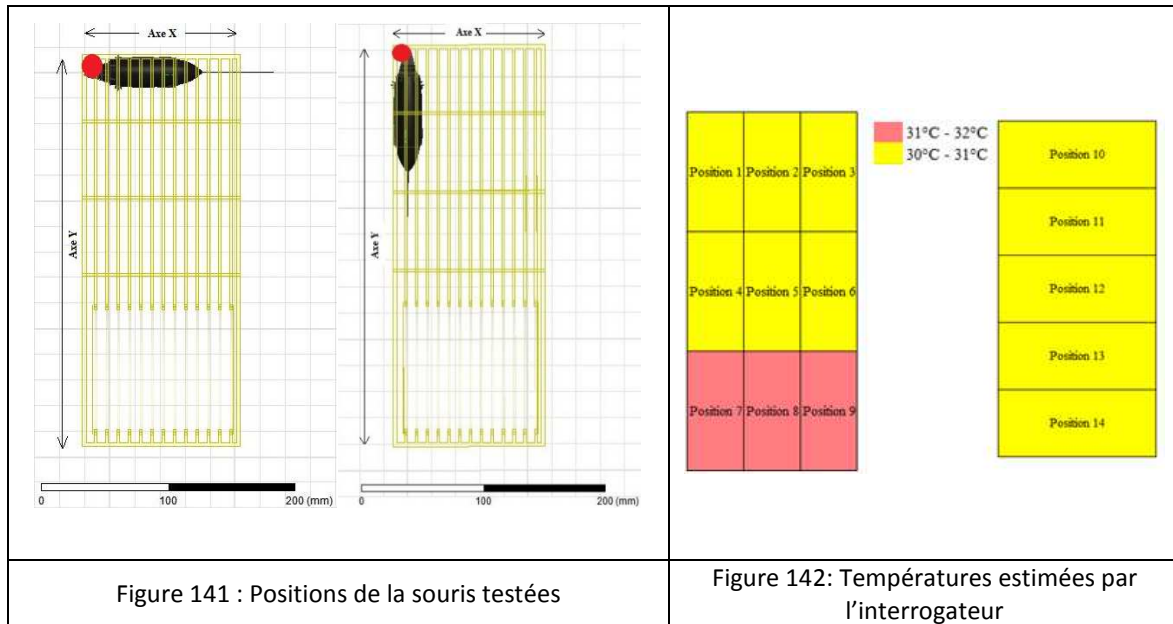
La Figure 138 présente les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne en espace libre et implantée. La forme obtenue pour le diagramme de l'antenne implantée montre bien le caractère dispersif des tissus biologiques. Ceci est confirmé par les valeurs d'efficacités totales simulées qui sont respectivement de 75% en espace libre à 2,26 GHz et de 0,12% pour l'antenne implantée à 433 MHz, pour des valeurs de modules coefficients de réflexions inférieurs dans les 2 cas à -20 dB.



Afin de valider ces résultats issus de simulations, nous avons réalisé un prototype auquel nous avons associé le capteur Sensor (Figure 139). Ce prototype a ensuite été implanté dans le corps d'une souris euthanasiée (Figure 140). Une expérimentation a ensuite été effectuée à l'aide d'un système d'interrogation comprenant 2 antennes interrogatrices, gracieusement prêté par cette même entreprise.



Lors de ces mesures, nous avons orienté la souris verticalement puis horizontalement en faisant progressivement varier sa position afin de vérifier que le capteur pouvait être interrogé quelle que soit sa position à l'intérieur de la cage (Figure 141). A partir des niveaux de puissance reçus, l'interrogateur a pu estimer la température du corps de la souris (Figure 142). Les valeurs de température estimée sont cohérentes si l'on considère que la température d'une souris vivante est de 37°C et que la série de mesures a duré au moins deux heures.



Ces résultats prometteurs nous ont menés à un dépôt de brevet actuellement en cours.

2.4.1.2 Antennes pour environnements métalliques

Comme nous l'avons entrevu au chapitre précédent notamment lors du passage concernant les antennes associées aux capteurs de type SAW, ces dispositifs sont susceptibles de fonctionner dans des environnements « difficiles » d'un point de vue électromagnétique et/ou changeants. Une bonne connaissance a priori de l'environnement dès la conception de l'antenne permettra donc d'optimiser les performances de l'élément rayonnant dans un premier temps puis de celle du dispositif complet. Parmi les différents types d'applications rencontrés par la société SENSEOR, nombreuses sont celles destinées à fonctionner dans des environnements fortement métalliques. Or, selon le type d'antenne utilisée, la proximité d'un plan métallique vient fortement perturber leur adaptation et leur rayonnement. Il s'agit donc d'être capable de pallier les éventuelles modifications des caractéristiques de l'antenne pouvant survenir dans ces environnements. Un autre point important consiste en la miniaturisation de ces éléments dont les dimensions peuvent s'avérer importantes du fait de la fréquence de fonctionnement des capteurs (433 MHz). C'est à ces deux problématiques que s'est attelé Stéphane TOURETTE lors de sa thèse CIFRE effectuée avec la société SENSEOR et débutée en novembre 2006.

Une des façons de se prémunir de l'influence de la proximité d'un plan métallique consiste à utiliser des antennes possédant un plan de masse. Si l'on cherche en plus à réduire l'encombrement de la structure, les éléments quart d'onde de type PIFA sont de bons candidats. En effet, des techniques connues comme la réduction de la largeur du court-circuit [85] ou l'insertion de fentes à la surface du résonateur [86] permettent d'allonger les trajets des courants et donc de faire fonctionner la structure à des fréquences plus basses avec un encombrement équivalent. Stéphane TOURETTE s'est donc intéressé à ces solutions en veillant à ne pas trop fragiliser la structure d'un point de vue mécanique. Ainsi, il a proposé la structure présentée Figure 143 dont les dimensions sont 80mm x 80mm x 10mm ($\lambda/9 \times \lambda/19 \times \lambda/70$). Nous pouvons remarquer qu'elle comporte des vis en Teflon insérées à des positions ne perturbant pas le fonctionnement de l'antenne et qui permettent à la fois de rigidifier la structure, de maintenir la planéité du plateau rayonnant et de résister aux vibrations éventuelles que pourrait subir la structure.

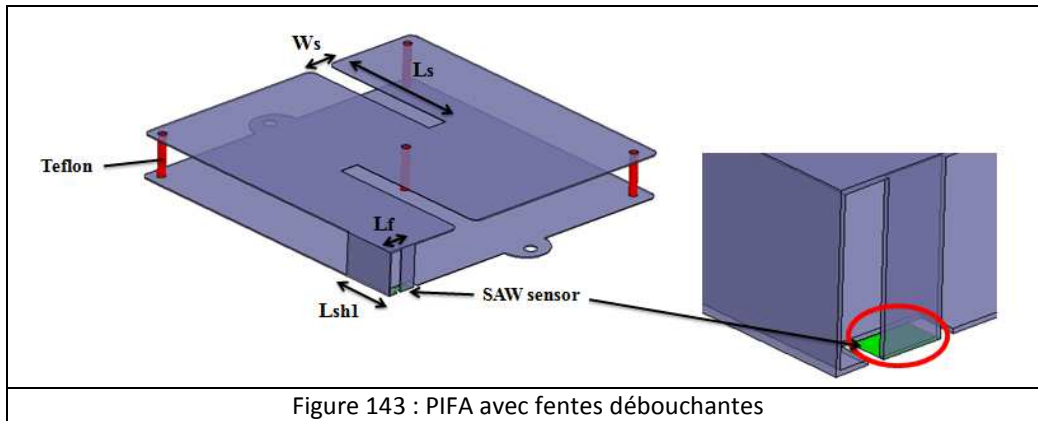


Figure 143 : PIFA avec fentes débouchantes

Un prototype de cette PIFA a été réalisé avec dans un premier temps un connecteur SMA (non visible sur la Figure 144) relié entre le plan de masse et la languette de court-circuit. La Figure 145 représente le coefficient de réflexion mesuré et simulé. Une bonne concordance est observée entre les courbes obtenues.

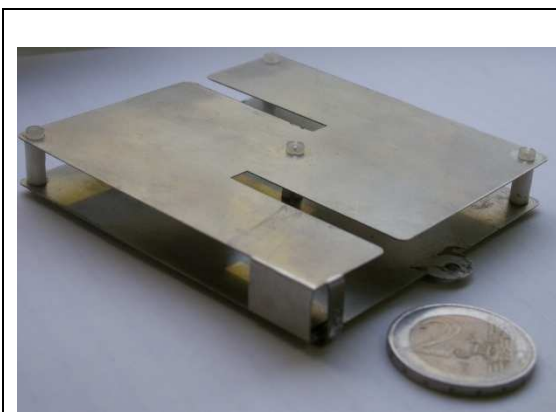


Figure 144 : Prototype de l'antenne PIFA à fentes débouchantes

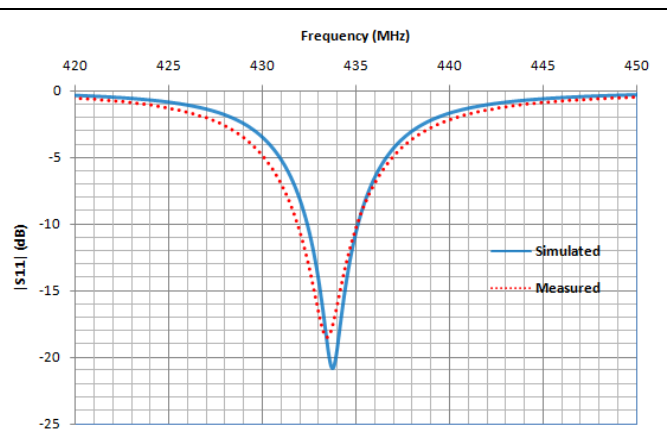


Figure 145: Comparaison des coefficients de réflexion mesuré et simulé

Puis, un capteur de température a remplacé le connecteur SMA afin de réaliser une série de mesures sans-fils de la température d'une pièce métallique située autour d'un collecteur d'échappement de voiture (Figure 146).

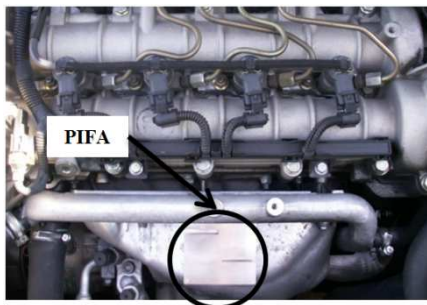


Figure 146 : PIFA avec capteur placée sur le cache collecteur d'un moteur de voiture

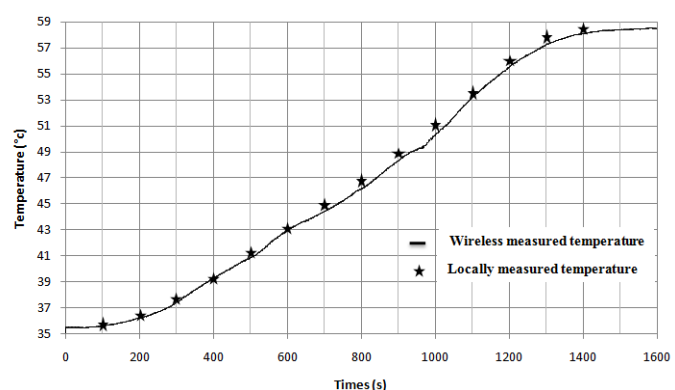


Figure 147: Comparaison de la température mesurée par le capteur SAW et la sonde de référence

Le capteur ainsi qu'une sonde de température de référence (mode filaire) étaient placées directement en contact avec la partie à mesurer et l'unité d'interrogation placée sous la voiture. La

distance d'interrogation était d'environ 1m. On constate un très bon accord entre les deux méthodes de mesure (Figure 147).

Suite à ces résultats, qui nous ont valu le prix du meilleur poster à la conférence IWAT 2009 [87], nous avons poursuivi dans le but d'essayer de proposer une solution qui puisse fonctionner quel que soit le type d'environnements ce qui ne le cachons pas a été une gageure. Pourtant, nous avons pu concevoir une solution astucieuse avec une PIFA dite « réversible » car capable de fonctionner sur différents types de supports en utilisant ses deux faces. Partant du même principe que précédemment, des fentes ont été insérées à la fois sur l'élément rayonnant et sur le plan de masse. Ainsi, cette antenne présente une fréquence de résonance différente selon sa disposition sur le support. Dans une première position (appelée « 1 »), elle est optimisée pour un fonctionnement sur un plan diélectrique ou en espace libre. Lorsque l'on retourne l'antenne (position «2 »), elle est optimisée pour fonctionner sur un plan métallique. Nous précisons que l'alimentation de la structure est réalisée avec un seul capteur SAW dont la position varie selon le fonctionnement souhaité (Figure 148).

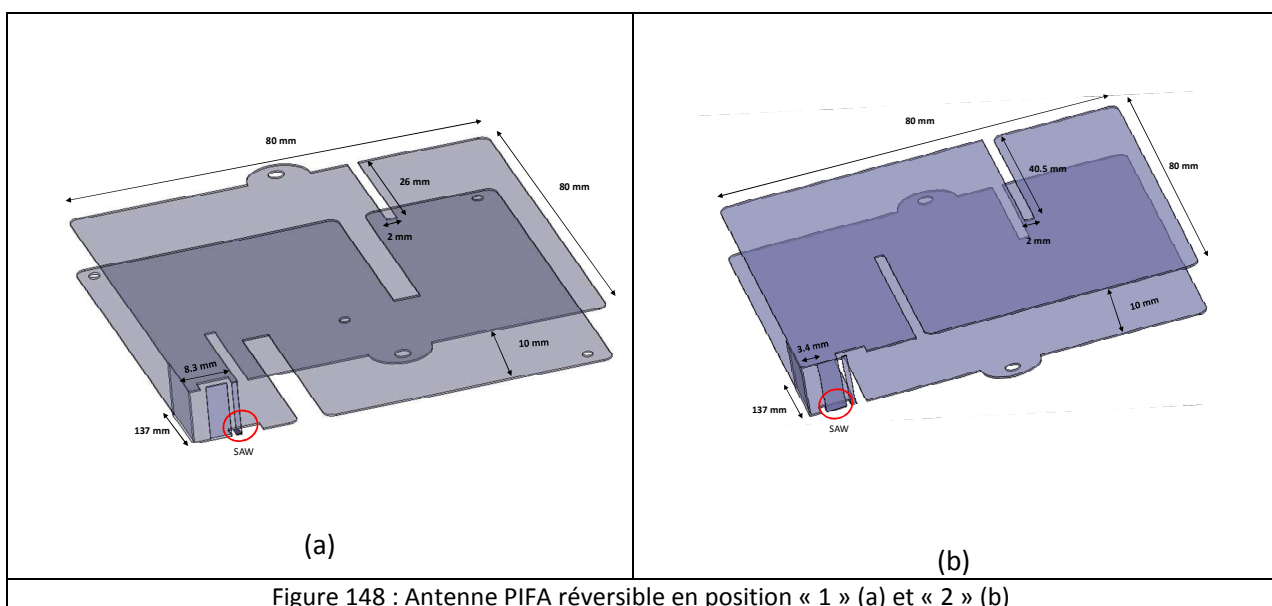


Figure 148 : Antenne PIFA réversible en position « 1 » (a) et « 2 » (b)

Des mesures effectuées sur un plan métallique et sur une table, ont permis de montrer que la précision de mesure autour de la température ambiante est d'environ +/- 0,7°C pour les deux positions, ce qui montre bien que les mesures convergent. Ces travaux, nous ont permis de déposer un brevet [83].

Une autre partie de mes activités de recherche concerne les antennes miniatures intégrées à leur support. En effet, le besoin d'être « connecté » partout dans le monde et à n'importe quel moment, nécessite des dispositifs mobiles permettant une grande interopérabilité et devant donc intégrer un grand nombre de standards. Paradoxalement, on demande également à ces dispositifs d'être les plus discrets et les moins encombrants possibles. Ceci nécessite donc la conception d'antennes qui doivent être intégrées et souvent multinormes.

2.4.2 Antennes miniatures intégrées pour objets communicants

2.4.2.1 Antennes intégrées pour modules RF

Contrairement aux System on Chip (SoC) qui intègrent toute la fonctionnalité d'un système au sein d'un même boîtier, une alternative est apparue dès le début des années 1990 qui consiste à réunir

plusieurs fonctions séparées dans le même module. On parle alors de System in Package (SiP). Les substrats utilisés sont des céramiques de type LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) qui comportent généralement 6 à 10 couches pour une épaisseur totale de 0,5 mm et des permittivités de l'ordre de 8. Avec cette technologie, les composants et les fonctions électroniques sont intégrés directement dans le substrat permettant ainsi de protéger la puce électronique. Il est également possible d'intégrer l'antenne soit au-dessus du substrat soit à l'intérieur de celui-ci, on parle alors d'Antenna in Package (AiP) (Figure 149). Or, l'intégration d'une antenne à l'intérieur même d'un module de petites dimensions fait face à plusieurs défis scientifiques et technologiques intéressants. Le premier d'entre eux, et certainement le plus délicat, concerne la miniaturisation de la structure rayonnante. Il est en effet largement prouvé que la réduction drastique d'une antenne influe radicalement sur ses performances, avec généralement une réduction de la bande passante et un affaiblissement de l'efficacité de rayonnement par rapport à une structure de taille standard [74], [88]. De nombreuses études scientifiques ont permis de comprendre le phénomène et même de fixer des limites théoriques pour la miniaturisation des structures [75], [89]. La première étape en vue de l'intégration consiste en la recherche et la sélection d'une structure antennaire à la fois peu encombrante et surtout miniaturisable dans le sens d'une technologie SiP. Il est alors indispensable de tenir compte des paramètres imposés par celle-ci, tels que la faible épaisseur, le type de substrat ou encore l'assemblage multi-couches. Il est cependant possible de tirer parti de certaines de ces caractéristiques pour favoriser la miniaturisation.

C'est sur ce thème que s'est déroulée la thèse CIFRE de Mickaël JEANGORGES débutée en octobre 2007 en collaboration avec la société Insight SiP spécialisée dans la conception de modules SiP.

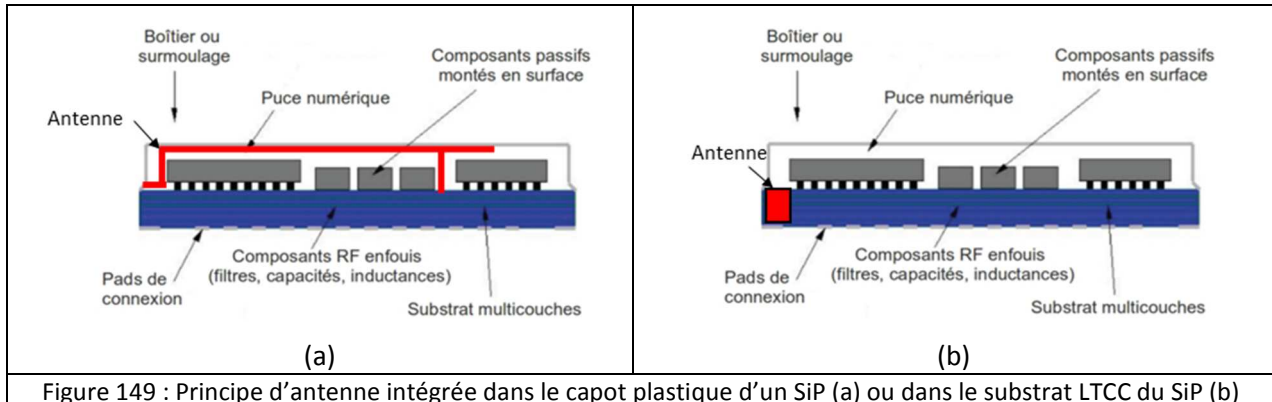


Figure 149 : Principe d'antenne intégrée dans le capot plastique d'un SiP (a) ou dans le substrat LTCC du SiP (b)

La plupart des travaux présentés alors concernait des modules fonctionnant aux alentours de 5 GHz [90], [91] voire aux fréquences millimétriques [92]. Mickaël JEANGORGES s'est lui intéressé à intégrer une antenne et un système RF dans un même module Bluetooth de dimensions 8mm x 8mm x 1,4 mm, en utilisant des solutions LTCC de permittivité relative de 7,8 à 7 couches. La place dédiée à l'antenne au sein de ce module étant très contraignante (2mmx 8mm x 0,5mm), nous nous sommes tournés vers un élément de type IFA (Inverted-F Antenna) avec un brin rayonnant replié en 3 dimensions, ceci étant rendu possible par la technologie LTCC qui permet de relier entre elles les différentes couches par des vias de connexion (Figure 150).

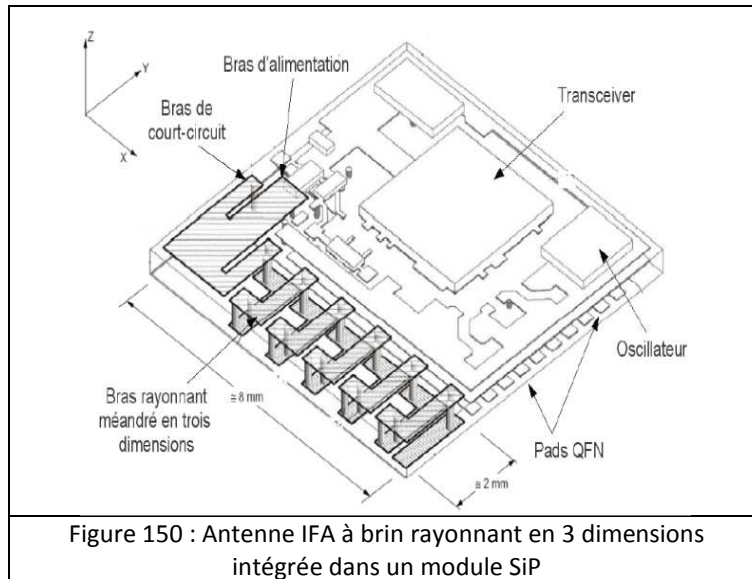
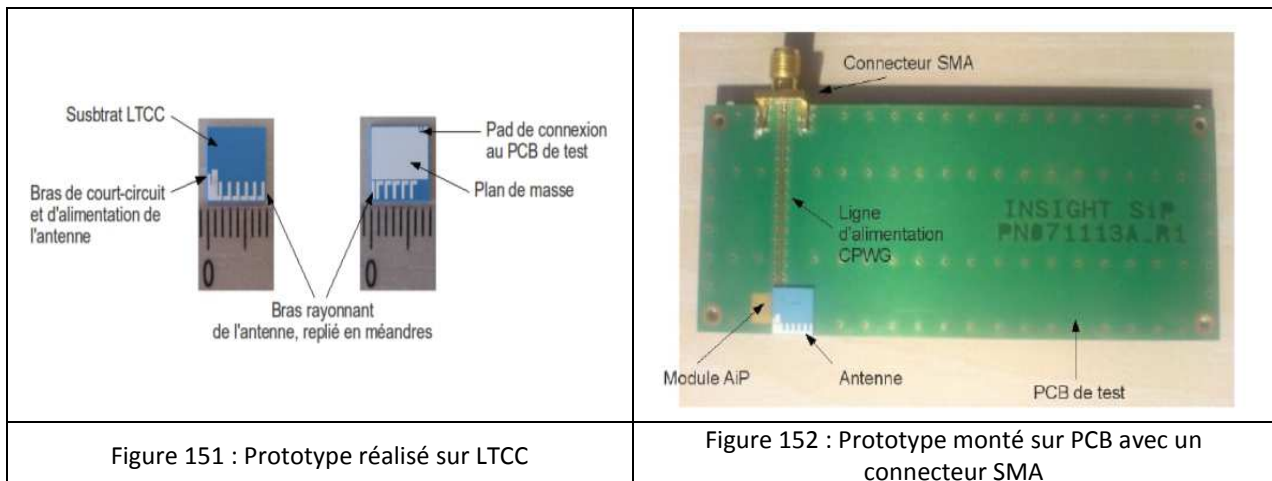


Figure 150 : Antenne IFA à brin rayonnant en 3 dimensions intégrée dans un module SIP

Un premier prototype a été réalisé (Figure 151). Il a été ensuite monté sur un PCB ayant les dimensions d'un téléphone mobile contenant une encoche dans le plan de masse sous l'antenne (Figure 152).



En ce qui concerne les performances obtenues (Figures 153 et 154), la bande passante est de 80 MHz (à -6dB), ce qui ne couvre pas complètement le standard Bluetooth et l'efficacité rayonnée est de l'ordre de 40%. Le diagramme de rayonnement est relativement omnidirectionnel, ce qui constitue un avantage dans le cas d'un appareil mobile, avec un gain maximum mesuré de -0,6 dBi dans la direction opposée à celle du brin de court-circuit.

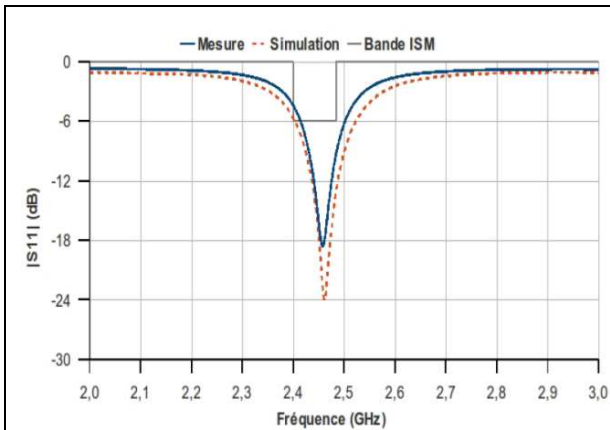


Figure 153 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne IFA sur LTCC

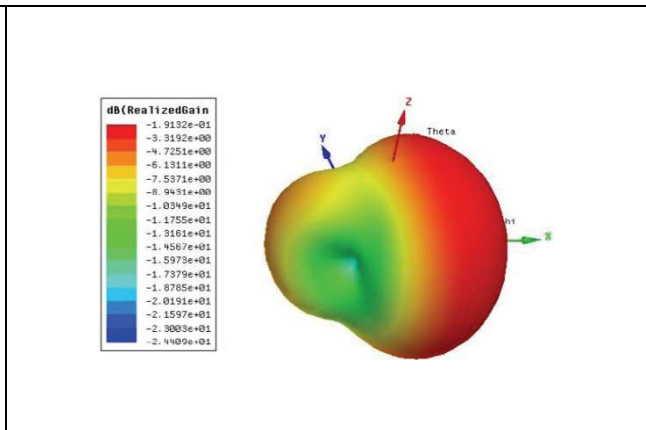


Figure 154 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne IFA sur LTCC

Afin d'améliorer les performances obtenues, nous nous sommes penchés sur la géométrie des méandres du brin rayonnant (Figure 155).

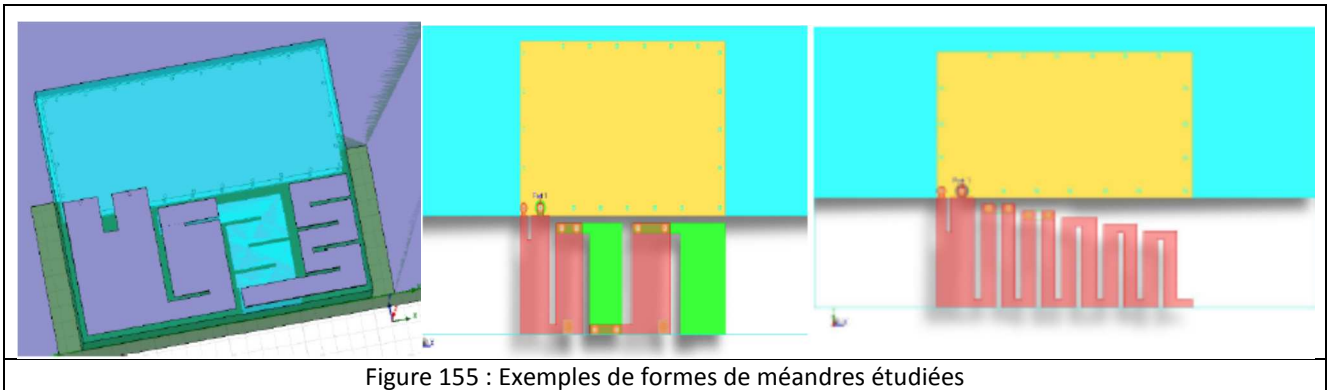


Figure 155 : Exemples de formes de méandres étudiées

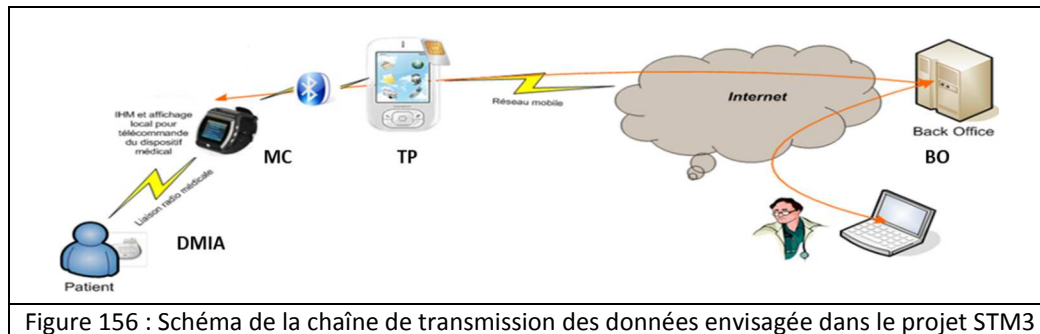
Dans certains cas (non représentés sur la Figure 155), nous avons utilisé des brins parasites afin d'élargir la bande passante de la structure. Néanmoins, nous nous sommes heurtés à des problèmes de chute sévère d'efficacité dans certaines configurations. Ceci nous a mené à nous intéresser à ce phénomène dans le cadre de la thèse de Tarik FRADI qui sera présentée plus loin dans ce manuscrit. Pour en revenir aux études sur la géométrie des brins, elles ont pu également montrer que l'élargissement progressif du bras rayonnant permet de réaliser un bon compromis entre miniaturisation (premiers méandres fins qui permettent d'allonger les courants) et efficacité rayonnée (derniers méandres larges moins de pertes résistives). Ainsi, certaines de ces structures ont permis l'obtention de performances satisfaisantes pour les applications visées avec une bande passante de l'ordre de 120 MHz et une efficacité rayonnée de 50% pour un encombrement de 8 mm x 3,3 mm x 0,5 mm. Ces différentes solutions de miniaturisation ont fait l'objet d'un brevet [93].

2.4.2.2 Antennes intégrées multi-bandes pour dispositifs biomédicaux

Parallèlement à ces travaux, nous nous sommes également intéressés à la conception d'antennes dédiées à des dispositifs médicaux, le thème de l'e-santé étant devenu un des axes de recherche de notre laboratoire.

Ainsi, dans le cadre d'un projet FUI dénommé STM3 (Solution pour le Traitement et le Monitoring en Médecine Mobile) débuté en octobre 2010, nous nous sommes penchés sur la conception d'antennes dédiées à un dispositif biomédical destiné à communiquer avec un pacemaker. L'objectif de ce projet était de proposer une solution de communication sécurisée permettant de véhiculer des

données médicales à distance et assurant ainsi une mobilité complète (Figure 156). Nous pouvons voir sur cette figure qu'un dispositif appelé module concentrateur est chargé de récupérer les données provenant de l'implant (appelé également Dispositif Médical Implanté Actif DMIA) dans la bande la bande MICS (Medical Implant Communication Service) à 402-405 MHz. Puis, de les transférer au téléphone portable du patient via le standard Bluetooth (2,4-2,483 GHz). Du téléphone, les données sont ensuite rapatriées par le réseau GSM vers une base de données accessible au praticien.



DMIA : Dispositif Médical Implanté Actif – Implant

MC : Module Concentrateur – Réception et traitement données provenant du DMIA

TP : Terminal Patient – Tel portable du patient qui transfère les données du TP vers BO

BO : Back Office – Base de données distante accessible au praticien

Les partenaires de ce projet étaient :

- STMicroelectronics (site de Rousset) qui développe et optimise des microcontrôleurs sécurisés et à mémoire non volatile enfouie
- SORIN-group spécialiste dans la conception d'implants cardiaques
- Orange-Labs (site de Meylan), chargé de développer les services dans le domaine de la santé et de l'e-santé
- LoginPeople qui développe des outils de sécurisation de systèmes informatiques
- Une équipe du laboratoire I3S de l'université Nice-Sophia Antipolis, spécialiste des IHM (Interfaces Homme Machine)
- Et enfin l'équipe CMA du LEAT chargée de la conception des antennes du module concentrateur.

Il a été ainsi confié à Hafedh HAMOUDA dont la thèse a été financée par ce projet, la conception de l'antenne bi-bande du module concentrateur (MC). Le facteur de forme choisi est celui d'une montre dont les dimensions (un rayon de 25 mm et une épaisseur de 5 mm) correspondent respectivement à 403,5 MHz (fréquence centrale de la bande MICS), à $\lambda/30$ et $\lambda/150$, ce qui implique l'utilisation d'une antenne miniature. Pour ce type de facteur de forme, les solutions intégrées présentées dans la littérature concernent les standards GPS [94], GSM/PCS [95] et Bluetooth [96]. Une seule solution proposée par la marque de montre suisse Breitling fonctionne à des fréquences équivalentes à la bande MICS voire plus bas en fréquence (121,5 MHz) dans un volume équivalent mais les antennes ne sont pas intégrées (monopôles enroulés à déployer manuellement en cas d'urgence et fonctionnant pour une seule utilisation) [97]. Afin d'évaluer les performances que nous pouvions espérer obtenir compte tenu de toutes ces contraintes, nous avons étudié les bilans de liaisons à chaque fréquence à partir de la réglementation fixant le niveau de puissance d'émission (PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) dans chaque bande qui est de -18 dBm dans la bande MICS et de 20 dBm pour le WIFI. Nous présentons Tableau 16, la portée estimée de l'antenne à 403 MHz en

fonction de son gain intrinsèque car c'est sur cette antenne que la contrainte de miniaturisation sera la plus forte.

Gain de l'antenne à 403 MHz (dBi)	Portée de l'antenne (m)
-7,5	1
-9,4	0,8
-11,9	0,6
-15,5	0,4

Tableau 16 : Portée estimée de l'antenne à 403 MHz en fonction de son gain

Nous avons estimé qu'une distance de 60 cm était une valeur raisonnable dans le cas d'une liaison entre un appareil cardiaque implanté et le module concentrateur. C'est pourquoi le cahier des charges retenu est celui présenté dans le Tableau 17.

	MICS	Bluetooth
Bande de fréquence	402-405 MHz	2,4-2,483 GHz
$ S_{11} $ min (dB)	-6 dB	-10 dB
Gain min (dBi)	> -12 dBi	> -0 dBi

Tableau 17 : Cahier des charges retenu pour l'antenne bi-bande

A partir de ces résultats, nous avons notamment proposé plusieurs antennes PIFA bi-bandes répondant complètement ou en partie au cahier des charges imposé. Nous nous sommes en particulier intéressés à comparer des solutions dont le brin le plus long destiné à fonctionner à la fréquence la plus basse comportait ou non des méandres (Figure 157). Tandis que le standard Bluetooth est lui dans les deux cas, couvert grâce à la résonance d'un brin parasite court-circuité.

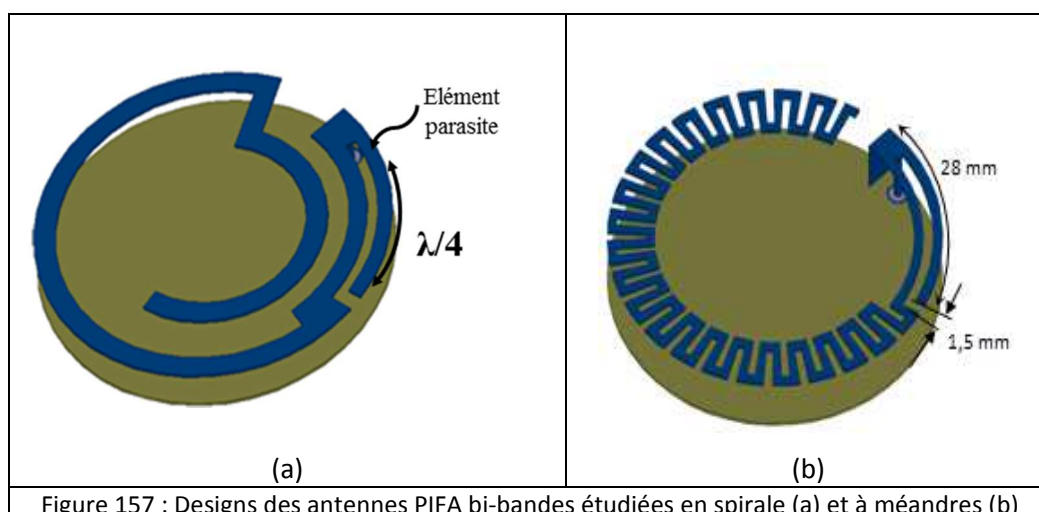


Figure 157 : Designs des antennes PIFA bi-bandes étudiées en spirale (a) et à méandres (b)

Le Tableau 18 résume les performances obtenues pour les 2 antennes présentées. Nous pouvons remarquer que les deux répondent quasiment au cahier des charges (seule la bande basse n'est pas complètement couverte), cependant globalement l'antenne en forme de spirale possède toujours de meilleures performances que l'antenne à méandres. Toutefois, l'antenne à méandres a pour sa part

deux atouts. Le premier est sa bande passante aux fréquences basses qui est plus large et l'autre concerne la partie mécanique, puisqu'elle a l'avantage de laisser plus de place à l'écran LCD. C'est donc cette version qui a été retenue pour la suite du projet.

	Bande MICS			Bande Bluetooth		
	BP	η_{ray}	G_{max}	BP	η_{ray}	G_{max}
PIFA en spirale	1 MHz	29%	-3,7dBi	81 MHz	99%	3,4dBi
PIFA à méandres	1,6 MHz	12,6%	-7dBi	91 MHz	99%	2,4dBi

Tableau 18 : Comparaison des performances simulées des deux antennes

Il a fallu ensuite intégrer cette solution en tenant compte des éléments constitutifs de la montre et du poignet de l'utilisateur (Figure 158). Pour la montre, nous avons ainsi utilisé pour simuler l'écran LCD un substrat type Silicone ayant une permittivité relative de 11,9 et une hauteur de 1,4mm et pour le radôme, un substrat FR4, $\epsilon_r = 4,4$, $h = 4,4$ mm et $tg\delta = 0,02$. Pour le poignet, nous avons considéré 4 tissus différents (peau, graisse, muscle et os), et pris en compte leurs propriétés électriques dans les deux différentes bandes.

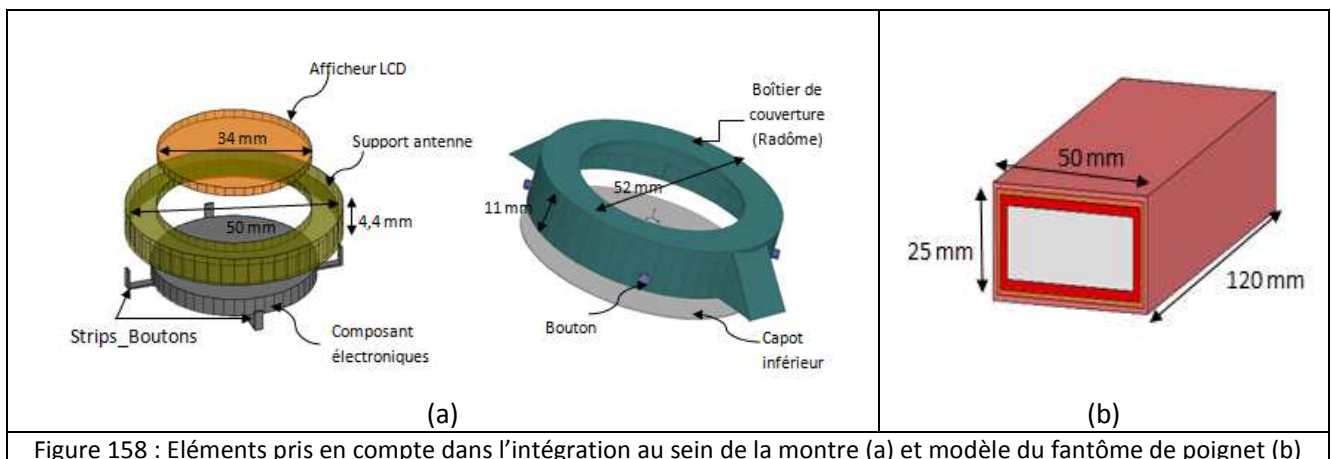


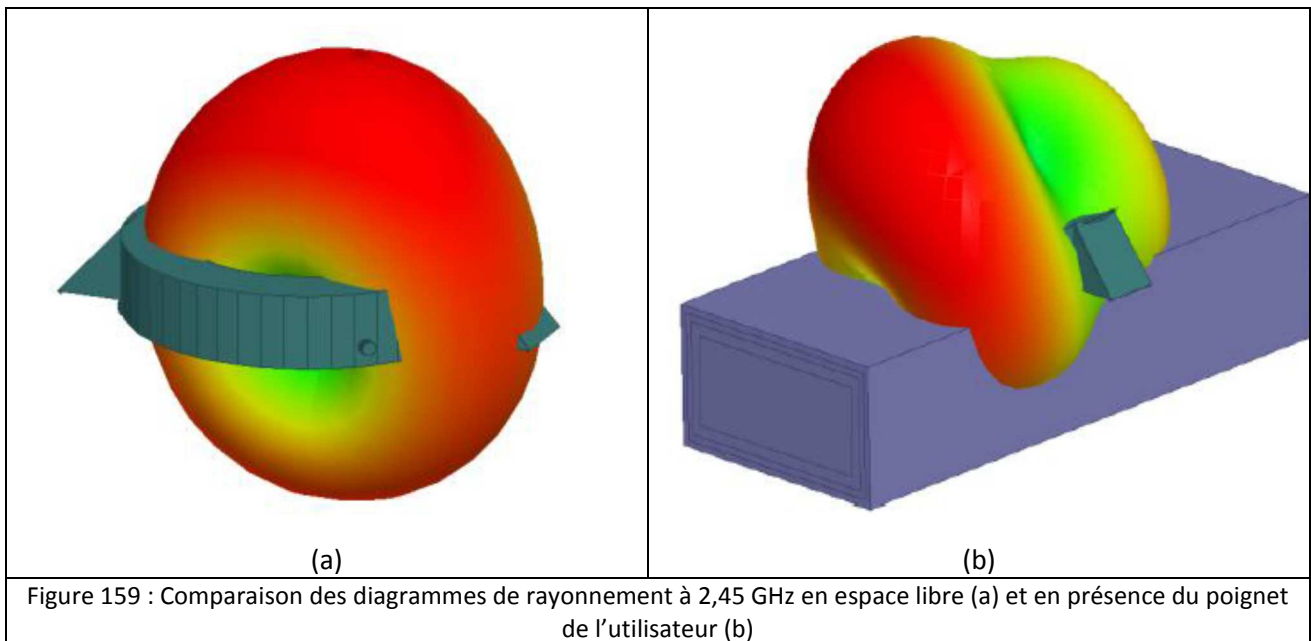
Figure 158 : Eléments pris en compte dans l'intégration au sein de la montre (a) et modèle du fantôme de poignet (b)

Ces éléments dégradent dans la plupart des cas les performances initiales obtenues en espace libre (Tableau 19).

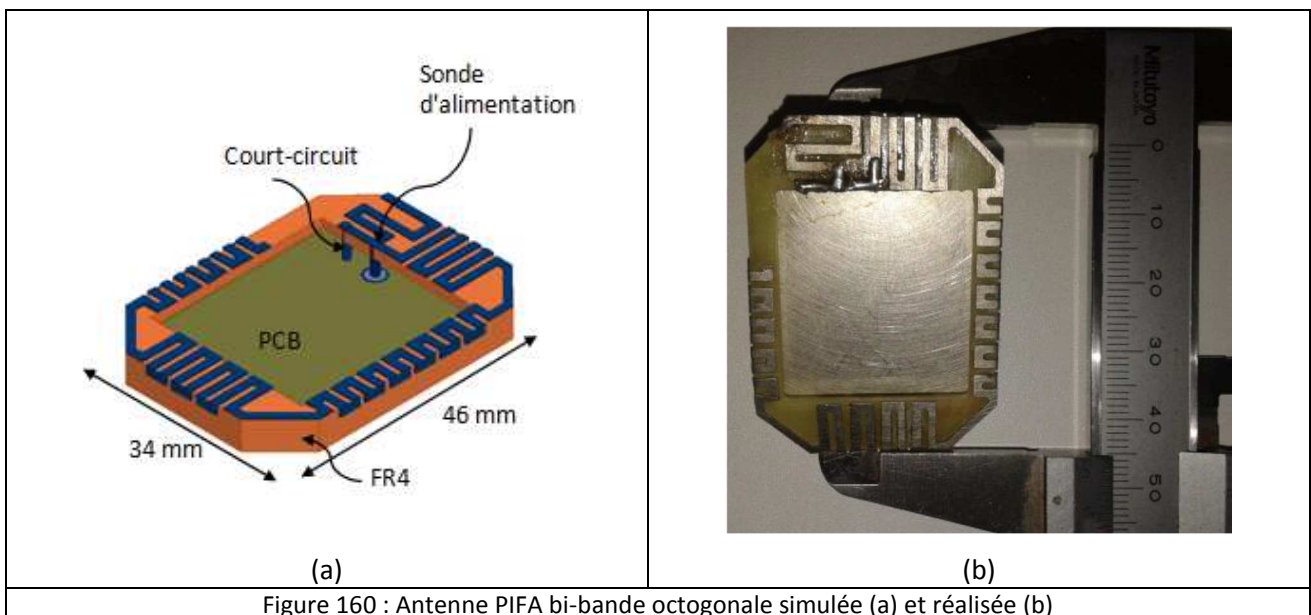
	Espace libre		Antenne+électronique+support+LCD +radome+poignet utilisateur	
	BP	G_{max}	BP	G_{max}
MICS	1,6 MHz (à -6dB)	-7dBi	5,3 MHz (à -6dB)	-12,2dBi
Bluetooth	91 MHz (à -10dB)	2,4dBi	69 MHz (à -10dB)	-1,4dBi

Tableau 19 : Performances simulées par l'antenne PIFA circulaire à méandres

D'autre part, en plus de la dégradation de l'efficacité de l'antenne dans les deux bandes, la présence de l'utilisateur modifie la forme du diagramme notamment à 2,45 GHz (Figure 159).



A partir de ces éléments, nous avons pu proposer une structure présentant un encombrement encore plus réduit en utilisant des méandres en trois dimensions (Figure 160).



Nous pouvons observer qu'un bon accord est obtenu entre résultats mesurés et simulés (Figure 161). Toutefois, pour la bande basse, nous remarquons une bande plus large et plus basse en fréquence, ce qui est classique pour des mesures effectuées à ces fréquences.

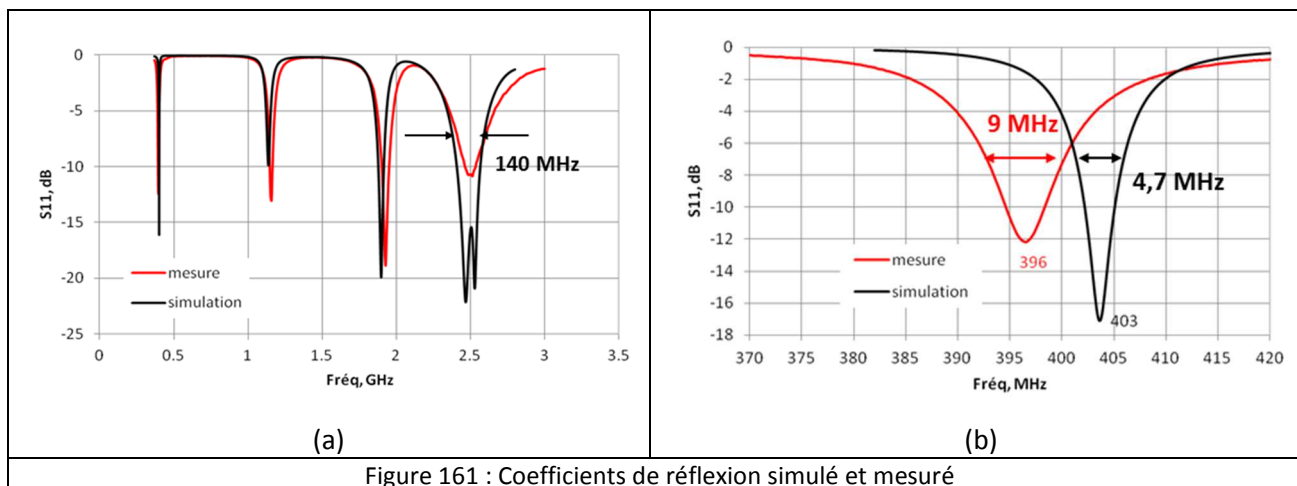


Figure 161 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré

Le Tableau 20 regroupe les performances simulées de cette antenne. A cause de la miniaturisation de l'élément rayonnant, celles-ci sont bien entendues inférieures à celles obtenues avec l'antenne précédente, notamment en ce qui concerne la bande basse.

	BP (-6dB)	η_{ray}	G_{max}
MICS	4,7 MHz	3%	-13,3dBi
Bluetooth	140 MHz	73%	2,1dBi

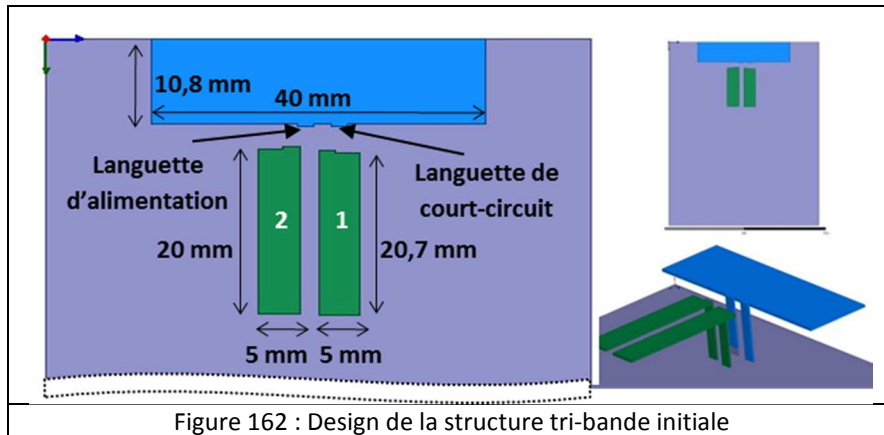
Tableau 20 : Performances simulées de l'antenne PIFA rectangulaire à méandres 3D

Toutefois, c'est cette structure qui a finalement été intégrée au module concentrateur présenté lors de la revue finale du projet. Les performances obtenues avec le prototype ont été jugées suffisantes pour l'application visée.

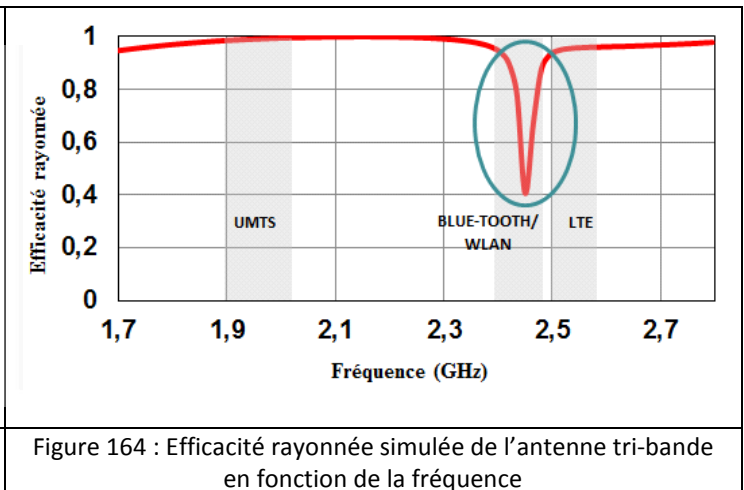
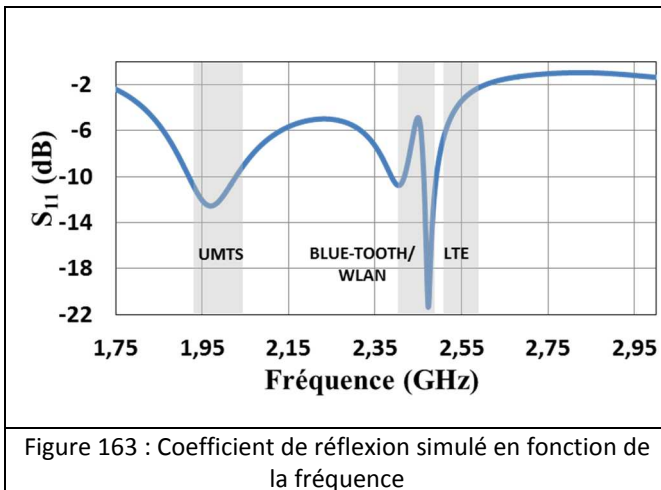
2.4.2.3 Antennes multi-bandes pour la téléphonie mobile

De nos jours, les objets communicants nécessitent l'intégration d'un nombre croissant de standards, notamment en téléphonie mobile [37]. Pour le concepteur d'antennes, une des façons de répondre à ces besoins consiste en l'utilisation d'antennes multi-bandes. Celles-ci peuvent être obtenues de plusieurs façons comme avec l'utilisation d'éléments parasites [98] ou la réalisation de fentes à la surface des éléments rayonnants [86], [99], [100]. Cependant, la conception de telles antennes peut s'avérer piégeuse si l'on ne tient pas compte de l'efficacité rayonnée dès le début de la conception de la structure. En effet, comme nous l'avons vu dans certains exemples précédents, la géométrie de la structure et la disposition des éléments rayonnants les uns par rapport aux autres peuvent mener dans certains cas à des chutes importantes d'efficacité. Ce phénomène a déjà également été observé pour certaines structures comportant des éléments quart d'ondes court-circuités adjacents [101].

Dans le cadre de sa thèse CIFRE effectuée avec la société Traxens et débutée en novembre 2012, Tarik FARADI s'est également penché sur ce problème et a proposé des solutions pour y pallier. Pour commencer, il s'est ainsi intéressé à la conception d'une antenne tribande couvrant les standards UMTS, Bluetooth et une des bandes LTE (2500-2570 MHz), réalisée sur un plan de masse ayant les dimensions d'un téléphone mobile 100 mm x 65 mm (Figure 162).



L'élément principal (en bleu) est une antenne quart d'onde de hauteur égale à 7,3 mm. Ses dimensions ont été optimisées pour couvrir la bande UMTS, les deux éléments parasites de type quart d'onde (et qui donc présente chacun un court-circuit), ont vu leur dimension et leur position étudiées de façon à fonctionner en Bluetooth pour le plus court (le n°2 en vert) et en LTE pour le plus long (le n°1 en vert) (Figure 163).



L'observation de l'efficacité rayonnée de cette structure fait apparaître une forte chute à la fréquence de 2,45 GHz (Figure 164). En effet, nous pouvons remarquer qu'en dehors de cette fréquence, l'efficacité est supérieure à 90%, tandis qu'à 2,45 GHz, elle n'est plus que de 40%. L'observation de la répartition des courants à la surface des éléments et notamment des éléments parasites nous ont permis de mettre en évidence le fait que les courants des éléments adjacents étaient de sens opposé ce qui provoque l'annulation des champs rayonnés par leur contribution respective et cette chute d'efficacité (Figure 165).

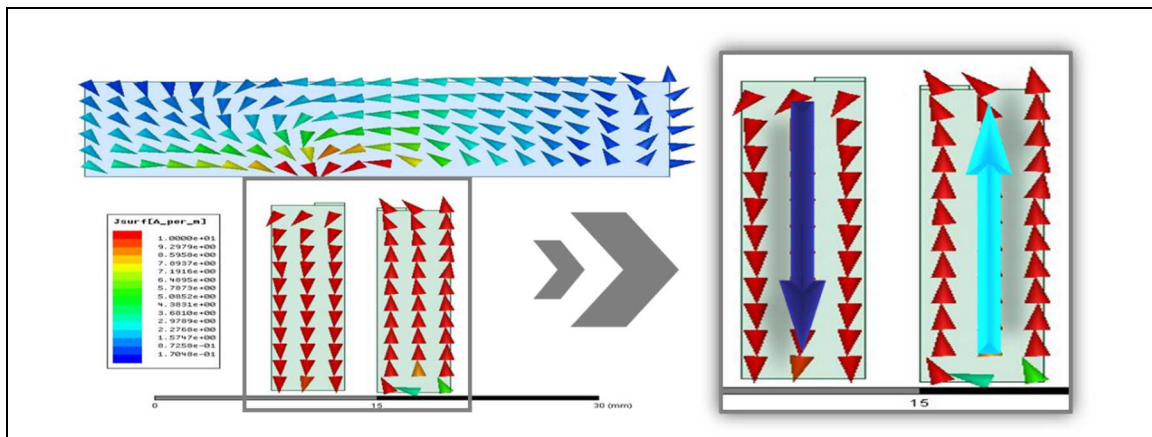


Figure 165 : Densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure tri-bande initiale

Tarik FARADI a donc cherché à positionner judicieusement ces éléments parasites pour qu'ils soient à la fois suffisamment excités pour pouvoir présenter une résonance exploitable c'est-à-dire placée à la fréquence souhaitée, mais aussi de façon à ce que la répartition des courants soit telle que l'efficacité soit satisfaisante. Il a ainsi montré qu'en pivotant de 90° les deux éléments parasites, il était possible d'avoir à leur surface des courants de même sens (Figure 166).

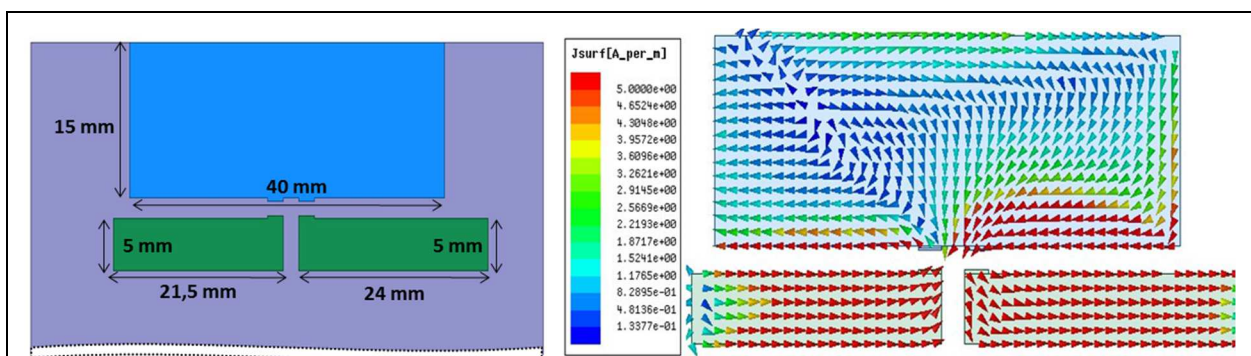


Figure 166 : Design et densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure tri-bande modifiée

L'efficacité rayonnée de cette structure est supérieure à 80% et ne présente alors plus de chute sur toutes les bandes désirées (Figure 167).

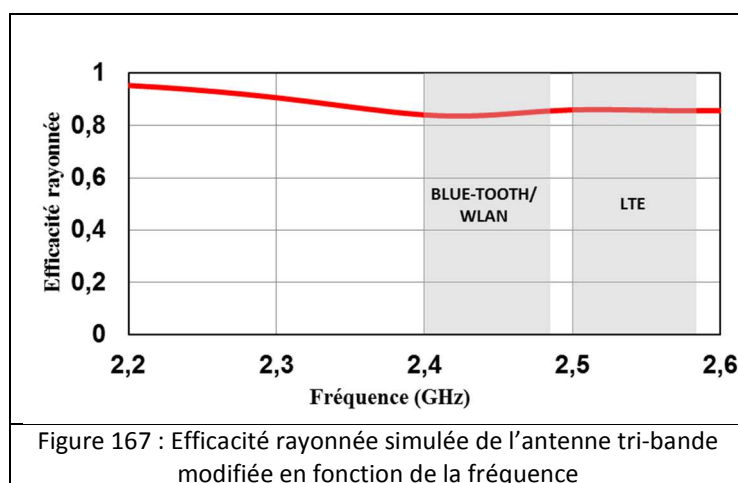


Figure 167 : Efficacité rayonnée simulée de l'antenne tri-bande modifiée en fonction de la fréquence

Nous avons ensuite mis à profit cette méthode pour la conception d'une structure pentabande : PCS (1,85-1,99 GHz), UMTS (2,110-2,169 GHz), WIFI (2,4-2,4835 GHz) et deux bandes du LTE (2,5-2,57 GHz) et (2,62-2,69 GHz) (Figure 168).

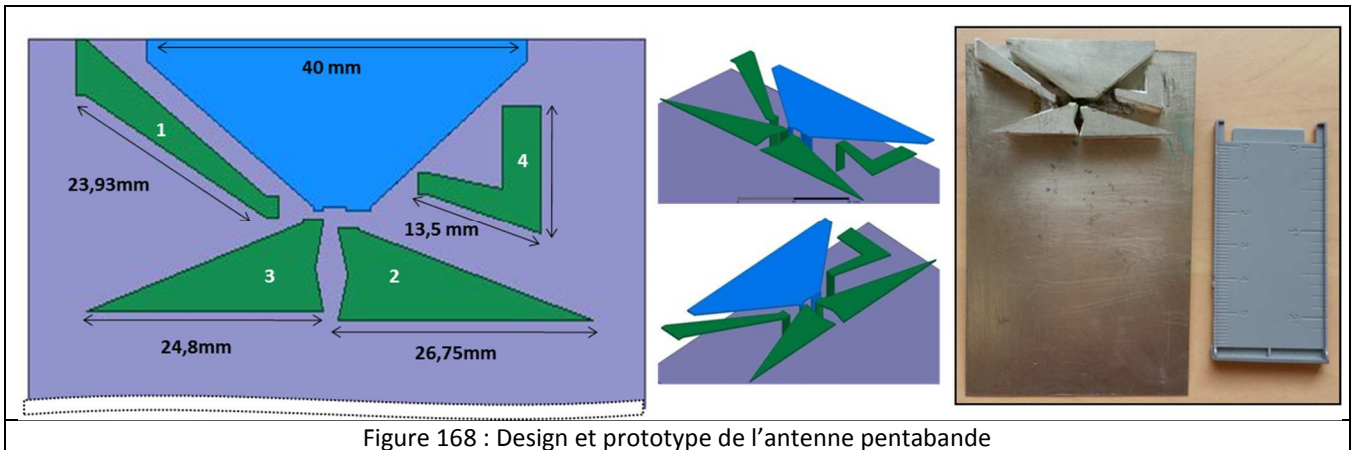


Figure 168 : Design et prototype de l'antenne pentabande

L'antenne finale se compose d'un élément rayonnant principal et de quatre éléments parasites. L'élément rayonnant principal couvre la bande basse de l'UMTS (1,9-1,979 GHz) et la bande PCS. L'élément parasite n°1 couvre la bande haute de l'UMTS (2,110-2,169 GHz). L'élément parasite n°2 rayonne dans la bande du WIFI (2,4-2,4835 GHz) et l'élément n°3 dans la bande basse du LTE (2,5-2,57 GHz). La bande haute du LTE (2,62-2,69 GHz) quant à elle, est couverte avec l'élément parasite n°4 (Figure 169).

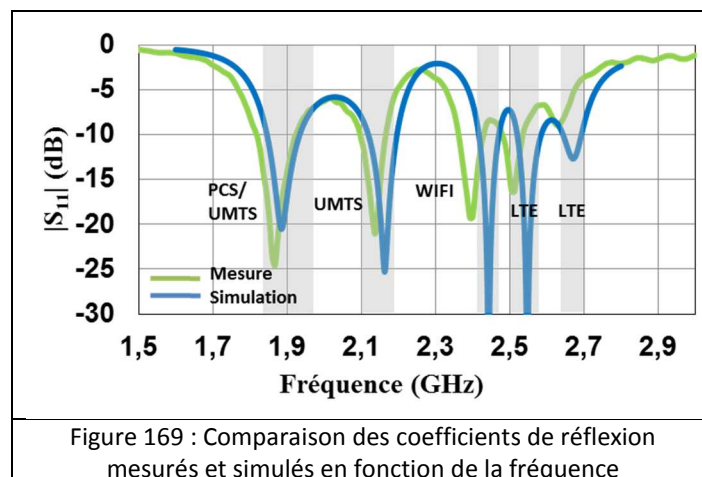


Figure 169 : Comparaison des coefficients de réflexion mesurés et simulés en fonction de la fréquence

La position et la forme de chaque élément parasite ont été scrupuleusement déterminées de façon à ce que 2 éléments couvrant des bandes adjacentes ne soient pas positionnés l'un à côté de l'autre et que les courants de deux éléments adjacents n'aient pas des sens opposés. Nous donnons un aperçu à titre de d'exemple de la répartition des courants obtenue à la fréquence de 2,64 GHz (Figure 170), ainsi que les efficacités totale et rayonnée par cette structure (Figure 171).

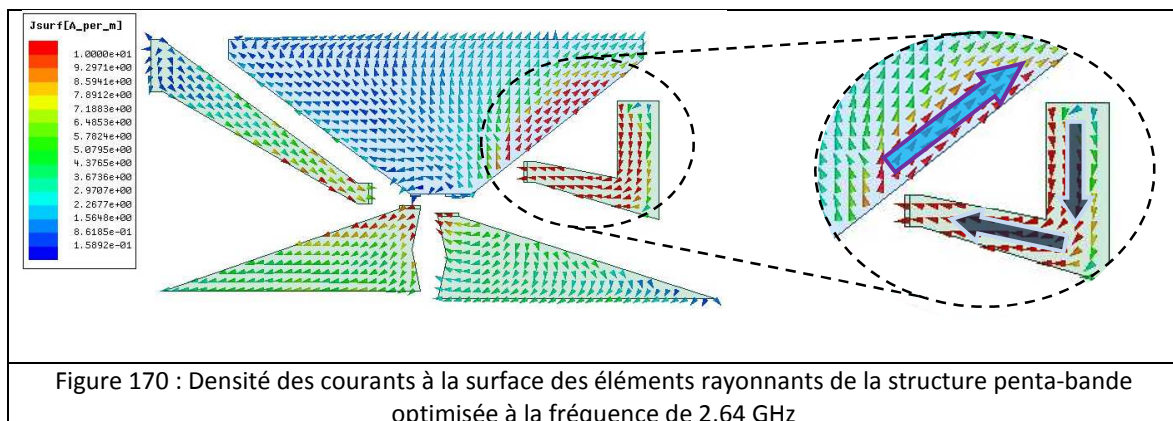
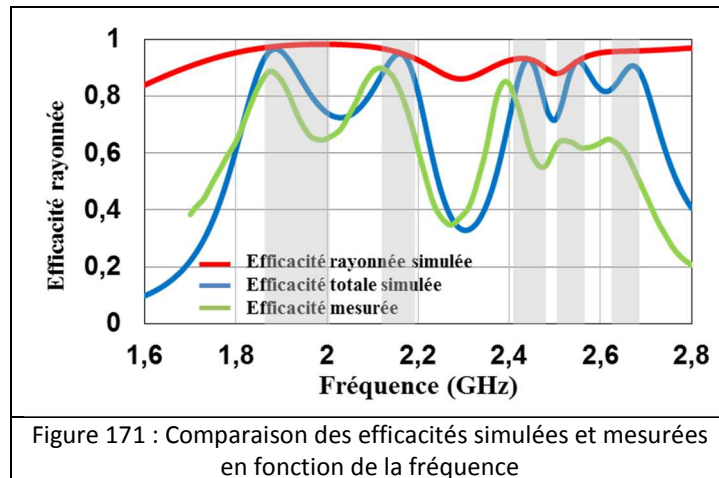


Figure 170 : Densité des courants à la surface des éléments rayonnants de la structure penta-bande optimisée à la fréquence de 2,64 GHz

Nous constatons une bonne concordance sur la forme des courbes obtenues. Les différences de niveau observées sont dues à un décalage en fréquence obtenu surtout dans la bande haute ainsi qu'à une différence sur les niveaux d'adaptation.



Cette méthode peut être appliquée très facilement à d'autres designs ou structures présentant des courants en opposition de phase dus à leur géométrie devenue complexe notamment pour des besoins liés à leur miniaturisation [102].

Nous avons présenté dans cette partie, les solutions que nous avons proposées pour répondre à différentes problématiques que sont la conception d'antennes destinées à fonctionner dans des environnements difficiles car fortement dispersifs ou métalliques, ainsi qu'à celles des antennes intégrées à leur support et qui doivent répondre à des contraintes fortes en terme d'encombrement.

Ces études nous ont montré l'importance de la prise en compte de l'environnement proche de l'antenne dès le début de sa conception mais également de toujours être vigilant quant à l'efficacité des éléments rayonnants surtout lorsqu'ils sont couplés à des éléments parasites.

2.5 Conclusion et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit retracent une dizaine d'années de mon investissement au sein de l'équipe CMA du LEAT. Avec l'aide des doctorants que j'ai encadrés, j'ai pu ainsi apporter ma contribution au démarrage de plusieurs axes de recherche qui n'avaient jusque-là pas été explorés au laboratoire comme l'étude des systèmes MIMO et des systèmes d'interrogation sans fils pour des applications de type RFID ou e-santé. Ces travaux ont été menés en parallèle d'études portant sur des domaines plus traditionnels du laboratoire et qui ont fait sa réputation, à savoir la conception d'antennes miniatures. Il est en effet évident, compte tenu de l'engouement que connaissent les systèmes de communications mobiles, que le besoin en antennes miniatures n'est pas prêt de se tarir. Dans un futur proche, je souhaiterais de ce fait m'orienter vers 3 directions.

La première serait la suite des travaux de thèse de Philippe PERRISSOL dans le domaine de l'e-santé. Ce thème appartient à un axe de recherche déclaré de notre laboratoire et il constitue également un des axes transverses du Labex UCN@Sophia qui a pour objectif de mettre l'individu au centre du réseau [103]. Cet axe transverse vise à montrer le potentiel de l'ensemble des méthodes et techniques développées dans le domaine de la santé et de l'autonomie à domicile. Ainsi les résultats obtenus par Philippe PERRISSOL concernant les antennes implantées, pourraient être améliorés en utilisant de façon plus judicieuse la couche d'isolant qui va contenir l'antenne et qui va la séparer des tissus dissipatifs que va constituer le corps de l'animal [104]. Si l'on souhaite à plus long terme étendre ces résultats à une implantation dans le corps d'un être humain, il est nécessaire au préalable d'étudier

les effets du dispositif implanté sur la température des tissus biologiques qui l'entourent. C'est pourquoi, nous nous sommes rapprochés de l'équipe Natchos de l'INRIA qui est spécialisée dans la modélisation numérique des effets des ondes électromagnétiques sur les tissus humains. C'est dans ce contexte qu'a débuté au 1^{er} octobre 2015, la thèse de Van-Hieu NGUYEN, financée par le Labex.

La seconde est issue d'une volonté commune avec l'équipe MCSOC (Modélisation et Conception Systèmes d'Objets Communicants) de notre laboratoire, spécialisée notamment dans l'optimisation de la consommation d'énergie dans les objets communicants, de mettre nos compétences en commun dans le domaine applicatif des réseaux de capteurs sans fils. En effet, le déploiement de ces derniers peut être contrarié par deux contraintes majeures qui sont leur consommation d'énergie et leur encombrement. L'objectif de cette collaboration à laquelle il faut ajouter celle de l'institut EURECOM, est de se démarquer des solutions antennaires habituellement utilisées dans ce type d'applications comme des antennes omnidirectionnelles [105], ou les approches de type MIMO en vue d'améliorer la qualité de la liaison [106], [107]. Ainsi, dans les cas de réseaux de capteurs dits multi-sauts (multi-hop), les données s'acheminant généralement dans le même sens et donc dans la même direction, il serait intéressant de proposer une antenne directive voire superdirective [108] « intelligente » qui serait capable de modifier la direction de son rayonnement ce qui permettrait d'optimiser le bilan de liaison des nœuds vers la station de base et d'envisager ainsi une réduction de la consommation ou une distance de fonctionnement plus grande. Un rapprochement avec une équipe de l'INRIA a ainsi été entamé, afin d'améliorer notamment la connaissance du canal et surtout des avantages que l'on pourrait en tirer. Ces perspectives de recherche s'inscrivent dans le cadre de la thèse d'Akimu DIHISSOU commencée en octobre 2014 et qui est elle aussi financée par le Labex UCN@Sophia.

Enfin, le dernier axe aurait pour but de proposer des solutions antennaires destinées à utiliser la technique « duplex intégral » (ou full-duplex) qui consiste à émettre et recevoir simultanément dans la même bande de fréquence ce qui permet en théorie de doubler la capacité de communication [109]. Cette technique, attractive en théorie, reste cependant difficile à mettre en œuvre. Ces travaux s'inscriraient dans le cadre du projet ANR DUPLEX qui a pour but de proposer des solutions antennaires permettant à la fois une réduction de la taille de l'élément rayonnant et donc de l'encombrement global du nœud, ainsi que la possibilité d'émission et réception simultanée sur une même fréquence au moyen d'au moins 2 éléments rayonnants dans un premier temps. Or, ces objectifs sont généralement antagonistes. En effet, la miniaturisation des antennes et du système antenne entraîne une diminution de leurs performances radioélectriques mais aussi une augmentation du couplage mutuel des éléments rayonnants. Ce couplage mutuel et l'interaction des canaux montants (émission) et descendants (réception) vont constituer le principal verrou scientifique auquel les partenaires du projet (EURECOM, le CEA-LETI, TCS (Thales Communications & Security), l'ETSA (Européenne de Télécommunications S.A.) et le LEAT) vont s'attaquer chacun dans leur domaine de compétences, afin de parvenir au final à un résultat au-delà de l'état de l'art actuel notamment par co-optimisation des différents résultats obtenus aussi bien dans le domaine hardware que software [110], [111]. En termes d'antennes, pour lesquelles les compétences du LEAT ont été sollicitées, des évolutions de la « ligne de neutralisation » pourraient permettre de limiter le couplage entre voies.

En conclusion, il semble donc que le chercheur en antennes ne soit obligé dans l'avenir non seulement d'être un spécialiste des éléments rayonnants mais également de maîtriser de manière plus ou moins profonde les aspects systèmes au sens large des applications étudiées. Ce défi, certes complexe, est sans doute l'un des éléments les plus différenciant de la recherche passée, mais également l'un des plus intéressants.

3. Bibliographie

- [1] P. Alinikula, « Multiradio yields challenges for mobile phones », *Microwave Journal*, vol. 48, n° 7, p. 22-30, 2005.
- [2] C.-M. Su et K.-L. Wong, « Isolation between internal UMTS and WLAN antennas for a dual-mode wireless device », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, n° 10, p. 2001-2008, oct. 2006.
- [3] K.-L. Wong, J.-H. Chou, S.-W. Su, et C.-M. Su, « Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, n° 4, p. 347-352, mai 2005.
- [4] Z. Li et Y. Rahmat-Samii, « Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 5, p. 1770-1778, mai 2005.
- [5] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, et C. R. Rowell, « Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 6, p. 1732-1738, juin 2007.
- [6] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 11, p. 3063-3074, nov. 2006.
- [7] Y.-S. Wang, M.-C. Lee, et S.-J. Chung, « Two PIFA-Related Miniaturized Dual-Band Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 3, p. 805-811, mars 2007.
- [8] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Enhanced diversity antennas for UMTS handsets », in *First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, 2006, p. 1-5.
- [9] I. Salonen et P. Vainikainen, « Estimation of signal correlation in antenna arrays », in *Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA 2002)*, 2002, vol. 2, p. 383-386.
- [10] S. Blanch, J. Romeu, et I. Corbella, « Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description », *Electronics Letters*, vol. 39, n° 9, p. 705-707, mai 2003.
- [11] A. Derneryd et G. Kristensson, « Signal correlation including antenna coupling », *Electronics Letters*, vol. 40, n° 3, p. 157-159, févr. 2004.
- [12] I. Salonen, C. Icheln, et P. Vainikainen, « The dependency of pattern correlation on mutual coupling and losses in antenna arrays », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, n° 2, p. 145-147, oct. 2005.
- [13] P. Hallbjorner, « The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, p. 97-99, 2005.
- [14] R. G. Vaughan et J. B. Andersen, « Antenna diversity in mobile communications », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, n° 4, p. 149-172, nov. 1987.
- [15] T. Taga, « Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, n° 2, p. 117-131, mai 1990.
- [16] P.-S. Kildal et K. Rosengren, « Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber », *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, n° 12, p. 104-112, déc. 2004.
- [17] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, M. Franzen, et P.-S. Kildal, « MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2007)*, 2007, p. 2853-2856.
- [18] A. Chebihi, D. Nyberg, A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, et R. Staraj, « User's head and hand influence on the diversity performance of neutralized two-antenna systems for UMTS handsets », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2008)*, 2008, p. 1-4.

- [19] P. Suvikunnas, J. Villanen, K. Sulonen, C. Icheln, J. Ollikainen, et P. Vainikainen, « Evaluation of the Performance of Multiantenna Terminals Using a New Approach », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, n° 5, p. 1804-1813, oct. 2006.
- [20] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, P. Suvikunnas, M. Mustonen, C. Icheln, et P. Vainikainen, « Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 2007, p. 1-5.
- [21] A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, M. Silva-Pimenta, et R. Staraj, « Diversity antenna system », EP2466684 (A1), 20-juin-2012.
- [22] R. Addaci, A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, et R. Staraj, « Dual-Band WLAN Diversity Antenna System With High Port-to-Port Isolation », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, p. 244-247, 2012.
- [23] R. Addaci, A. Diallo, P. Le Thuc, R. Staraj, H. Katsuyuki, et P. Vainikainen, « Evaluation of diversity and MIMO performance of a new high port to port isolation dual-band system », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1-2.
- [24] R. Addaci, K. Haneda, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, R. Staraj, et P. Vainikainen, « Dual-Band WLAN Multiantenna System and Diversity/MIMO Performance Evaluation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 3, p. 1409-1415, mars 2014.
- [25] R. Addaci, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, et R. Staraj, « Dual-band wlan multi-antenna system with high isolation », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2011, p. 2478-2482.
- [26] T. Kokkinos, E. Liakou, et A. P. Feresidis, « Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices », *Electronics Letters*, vol. 44, n° 25, p. 1442, 2008.
- [27] F.-G. Zhu, J.-D. Xu, et Q. Xu, « Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements using defected ground structure », *Electronics Letters*, vol. 45, n° 12, p. 601, 2009.
- [28] S. Ranvier, C. Luxey, R. Staraj, et E. Al, « Mutual Coupling Reduction for Patch Antenna Array », in *The European Conference on Antennas and Propagation: EuCAP 2006*, 2006, vol. 626, p. 481.
- [29] R. Serrano, A. Diallo, S. Capdevila, S. Blanch, J. Romeu, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, et L. Jofre, « Optimal Multiantenna Structures for Maximum Capacity in Wireless Compact Systems », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1-6.
- [30] J.-F. Li, Q.-X. Chu, Z.-H. Li, et X.-X. Xia, « Compact Dual Band-Notched UWB MIMO Antenna With High Isolation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n° 9, p. 4759-4766, sept. 2013.
- [31] Y. Wang et Z. Du, « A Wideband Printed Dual-Antenna With Three Neutralization Lines for Mobile Terminals », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 3, p. 1495-1500, mars 2014.
- [32] J. Rahola et J. Ollikainen, « Analysis of Isolation of Two-Port Antenna Systems using Simultaneous matching », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1-5.
- [33] J. Byun, J.-H. Jo, et B. Lee, « Compact dual-band diversity antenna for mobile handset applications », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, n° 10, p. 2600-2604, oct. 2008.
- [34] K. Chung et J. H. Yoon, « Integrated MIMO antenna with high isolation characteristic », *Electronics Letters*, vol. 43, n° 4, p. 199, 2007.
- [35] S. Wang et H. Arai, « Characteristic modes analysis on neutralizing effect of shorted line for two adjacent PIFA elements », in *2014 International Workshop on Antenna Technology: « Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications » (iWAT)*, 2014, p. 84-85.
- [36] S. Wang et Z. Du, « Decoupled Dual-Antenna System Using Crossed Neutralization Lines for LTE/WWAN Smartphone Applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, p. 523-526, 2015.
- [37] P. Vainikainen, J. Holopainen, C. Icheln, O. Kivekas, M. Kyro, M. Mustonen, S. Ranvier, R. Valkonen, et J. Villanen, « More than 20 antenna elements in future mobile phones, threat or

- opportunity? », in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, p. 2940-2943.
- [38] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, et S. F. Lam, « Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 12, p. 3870-3876, déc. 2005.
- [39] Bee Yen Toh, R. Cahill, et V. F. Fusco, « Understanding and measuring circular polarization », *IEEE Transactions on Education*, vol. 46, n° 3, p. 313-318, août 2003.
- [40] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. Martinez, et S. F. Lam, « Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID Chips », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 5, p. 1297-1302, mai 2009.
- [41] A. Toccafondi et P. Braconi, « Compact meander line antenna for HF-UHF tag integration », in *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, 2007, p. 5483-5486.
- [42] K. S. Leong, M. L. Ng, et P. H. Cole, « Miniaturization of dual frequency RFID antenna with high frequency ratio », in *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, 2007, p. 5475-5478.
- [43] L. W. Mayer et A. L. Scholtz, « A Dual-Band HF / UHF Antenna for RFID Tags », in *IEEE 68th Vehicular Technology Conference, VTC 2008-Fall.*, 2008, p. 1-5.
- [44] P. Iliev, « Méthode de conception et d'optimisation d'antennes pour étiquettes RFID multi-standards », Thèse de doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, 2009.
- [45] Z. Fang, R. Jin, J. Geng, et J. Sun, « Dual band RFID transponder antenna designed for a specific chip without additional impedance matching network », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, n° 1, p. 58-60, janv. 2008.
- [46] http://ask-contactless.com/Portals/0/Flyers/Cards/TwinSet_flyer.pdf, « TwinSet ». .
- [47] Z. L. Ma, L. J. Jiang, J. Xi, et T. T. Ye, « A Single-Layer Compact HF-UHF Dual-Band RFID Tag Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, p. 1257-1260, 2012.
- [48] T. Phatarachaisakul, T. Pumpoung, P. Wongsiritorn, R. Pansonboon, et C. Phongcharoenpanich, « Printed antenna for HF- and UHF-RFID tag », in *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2014, p. 513-514.
- [49] R. N. Simons et F. A. Miranda, « Modeling of the near field coupling between an external loop and an implantable spiral chip antenna in biosensor systems », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 1099-1102.
- [50] R. Volpato, F. Ramos, P. Crepaldi, M. Santana, et T. C. Pimenta, « Evaluation of Coupling Factor in RF Inductively Coupled Systems », *World Academy of Science, Engineering and Technology*, n° 64, p. 1066-1069, 2012.
- [51] U. Muehlmann, M. Gebhart, et M. Wobak, « Mutual coupling modeling of NFC antennas by using open-source CAD/FEM tools », in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, p. 393-397.
- [52] A. Ducluzaux, « Cahier technique n°83 : Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité ». Schneider Electric, janv-1977.
- [53] A. Sharma, I. J. G. Zuazola, A. Gupta, A. Perallos, et J. C. Batchelor, « Non-Uniformly Distributed-Turns Coil Antenna for Enhanced H-Field in HF-RFID », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n° 10, p. 4900-4907, oct. 2013.
- [54] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, et T. Itoh, « A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 8, p. 1509-1514, août 1999.
- [55] R. Gonzalo, P. de Maagt, et M. Sorolla, « Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 11, p. 2131-2138, nov. 1999.
- [56] R. Coccioli, F.-R. Yang, K.-P. Ma, et T. Itoh, « Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 11, p. 2123-2130, nov. 1999.

- [57] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n° 10, p. 2936-2946, oct. 2003.
- [58] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n° 10, p. 2691-2703, oct. 2003.
- [59] M. Egels, T. Deleruyelle, P. Pannier, et E. Bergeret, « Low-cost surface-reduction technique for RFID reader antennas », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, n° 7, p. 1469-1471, juill. 2010.
- [60] F. Elek et G. V. Eleftheriades, « Dispersion analysis of the shielded Sievenpiper structure using multiconductor transmission-line theory », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 9, p. 434-436, sept. 2004.
- [61] F. Elek et G. Eleftheriades, « Simple Analytical Dispersion Equations for the Shielded Sievenpiper Structure », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, p. 1651-1654.
- [62] E. Mayer, I. Shrena, D. Eisele, J. Bardong, M. Schmitt, et L. M. Reindl, « Characterization of langasite as a material for SAW based RFID and sensing systems at high temperatures », in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, (IMWS 2009)*, 2009, p. 1-4.
- [63] W. Buff, S. Klett, M. Rusko, J. Ehrenpfordt, et M. Goroli, « Passive remote sensing for temperature and pressure using SAW resonator devices », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 45, n° 5, p. 1388-1392, sept. 1998.
- [64] P. S. Cross et W. R. Shreve, « Frequency Trimming of SAW Resonators », *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol. 29, n° 4, p. 231-234, juill. 1982.
- [65] D. A. Berlincourt, D. R. Curran, et H. Jaffe, « Piezoelectric and piezomagnetic materials and their function in transducers », in *Physical Acoustics: Principles and Methods*, vol. 1, Masson W. P. Ed. Academic Press, 2013.
- [66] C. A. Balanis, « Chapter 8: Integral Equations, Moment Method, and Self and Mutual Impedances », in *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd Edition., Wiley-Interscience, 2005, p. 468-469.
- [67] R. F. Harrington, « Field Measurements Using Active Scatterers (Correspondence) », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, n° 5, p. 454-455, sept. 1963.
- [68] W. Wiesbeck et E. Heidrich, « Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 3, p. 341-350, 1998.
- [69] P. V. Nikitin et K. S. Rao, « Theory and measurement of backscattering from RFID tags », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, n° 6, p. 212-218, 2006.
- [70] P. Pursula, M. Hirvonen, K. Jaakkola, et T. Varpula, « Antenna Effective Aperture Measurement With Backscattering Modulation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 10, p. 2836-2843, oct. 2007.
- [71] A. Pouzin, T.-P. Vuong, S. Tedjini, M. Pouyet, et J. Perdereau, « Determination of the activation range of passive UHF RFID transponders by radar cross-section measurements », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, p. 009-012.
- [72] K. Haj Khelifa, S. Bories, C. Delaveaud, et J.-M. Fournier, « Caractérisation d'antenne miniature par réflectométrie en champ lointain », in *16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009)*, 2009.
- [73] O. Vicencio et J. Romeu, « Application of RCS measurement method for characterization of small antennas », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (AP-S 2008)*, 2008, p. 1-4.
- [74] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proceedings of the IRE*, vol. 35, n° 12, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [75] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », *Journal of applied physics*, vol. 19, n° 12, p. 1163-1175, 1948.

- [76] W. Buff, M. Rusko, M. Goroll, J. Ehrenpfordt, et T. Vandahl, « Universal pressure and temperature SAW sensor for wireless applications », in *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1997, vol. 1, p. 359-362.
- [77] A. Pohl, G. Ostermayer, et F. Seifert, « Wireless sensing using oscillator circuits locked to remote high-Q SAW resonators », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 45, n° 5, p. 1161–1168, 1998.
- [78] G. Martin, P. Berthelot, J. Masson, W. Daniau, V. Blondeau-Patissier, B. Guichardaz, S. Ballandras, et A. Lamber, « Measuring the inner body temperature using a wireless temperature SAW-sensor-based system », in *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 2005, vol. 4, p. 2089-2092.
- [79] P. Soontornpipit, C. M. Furse, et Y. C. Chung, « Design of Implantable Microstrip Antenna for Communication With Medical Implants », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 8, p. 1944-1951, août 2004.
- [80] J. Kim et Y. Rahmat-Samii, « Planar inverted-F antennas on implantable medical devices: Meandered type versus spiral type », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, n° 3, p. 567-572, mars 2006.
- [81] C. Gabriel, S. Gabriel, et E. Corthout, « The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey », *Physics in medicine and biology*, vol. 41, n° 11, p. 2231, 1996.
- [82] T. C. Chau, B. A. Welt, et W. R. Eisentadt, « Analysis and characterization of transponder antennae for radio frequency identification (RFID) systems », *Packag. Technol. Sci.*, vol. 19, n° 1, p. 33-44, janv. 2006.
- [83] L. Chommeloux, B. Belgacem, J.-F. Leguen, S. Ballandras, A. Chami, P. Le Thuc, C. Luxey, et R. Staraj, « Surface-Wave Passive Sensor Including an Integrated Antenna, and Medical Applications Using Such a Type of Passive Sensor », WO2009083484 (A1), 09-juill-2009.
- [84] A. Peyman, A. A. Rezazadeh, et C. Gabriel, « Changes in the dielectric properties of rat tissue as a function of age at microwave frequencies », *Physics in Medicine and Biology*, vol. 46, n° 6, p. 1617, 2001.
- [85] T. Taga, « “Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment” », in K. Hirasawa and M. Haneishi, eds., *Analysis, Design and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Artech House, Norwood, MA, 1992, p. 161-180.
- [86] J. Ollikainen, O. Kivekäs, A. Toropainen, et P. Vainikainen, « Internal dual-band patch antenna for mobile phones », in *Proceedings of the AP2000 Millennium Conference on Antennas and Propagation*, 2000, p. 9–14.
- [87] S. Tourette, G. Collin, P. Le Thuc, C. Luxey, et R. Staraj, « Small meandered PIFA associated with SAW passive sensor for monitoring inner temperature of a car exhaust header », in *IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2009. iWAT 2009*, 2009, p. 1-4.
- [88] R. F. Harrington, « Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency », *J. Res. Nat. Bur. Stand*, vol. 64, n° 1, p. 1–12, 1960.
- [89] A. D. Yaghjian et S. R. Best, « Impedance, bandwidth, and Q of antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 4, p. 1298-1324, avr. 2005.
- [90] S.-H. Wi, Y.-B. Sun, I. Song, S.-H. Choa, I.-S. Koh, Y.-S. Lee, et J.-G. Yook, « Package-level integrated antennas based on LTCC technology », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 8, p. 2190-2197, août 2006.
- [91] Y. P. Zhang, M. Sun, et W. Lin, « Novel Antenna-in-Package Design in LTCC for Single-Chip RF Transceivers », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n° 7, p. 2079-2088, juill. 2008.
- [92] K. Lim, S. Pinel, M. Davis, A. Sutono, C.-H. Lee, D. Heo, A. Obatoynbo, J. Laskar, E. M. Tantzzeris, et R. Tummala, « RF-system-on-package (SOP) for wireless communications », *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 3, n° 1, p. 88–99, 2002.
- [93] M. Jeangeorges, H. El, R. Staraj, C. Luxey, et P. Le Thuc, « Efficient integrated miniature antenna for multi-GHz wireless applications », WO2010146157 (A1), 23-déc-2010.

- [94] O. Staub, J.-F. Zurcher, A. K. Skrivervik, et J. R. Mosig, « PCS antenna design: the challenge of miniaturisation », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999*, 1999, vol. 1, p. 548-551 vol.1.
- [95] X. Gao, Z. Zhang, W. Chen, Z. Feng, M. F. Iskander, et A.-P. Zhao, « A novel wrist wear dual-band diversity antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, p. 1-4.
- [96] C.-H. Wu, K.-L. Wong, Y.-C. Lin, et S.-W. Su, « Conformal bluetooth antenna for the watch-type wireless communication device application », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007*, p. 4156-4159.
- [97] « Breitling Emergency ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.breitling.com/fr/emergency/>. [Consulté le: 27-sept-2015].
- [98] P. Ciais, C. Luxey, A. Diallo, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Pentaband internal antenna for handset communication devices », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, n° 8, p. 1509-1512, août 2006.
- [99] J.-M. Carrere, R. Staraj, G. Kossiavas, H. Legay, G. Caille, C. Luxey, et J. Baro, « Conception d'une antenne bibande à large bande pour la téléphonie mobile », *Ann. Télécommun.*, vol. 57, n° 11-12, p. 1019-1035, nov. 2002.
- [100] P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Dual wideband radiating element for mobile handsets », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 39, n° 4, p. 288-290, nov. 2003.
- [101] J. Ollikainen et P. Vainikainen, « Radiation and bandwidth characteristics of two planar multistrip antennas for mobile communication systems », in *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, 1998, vol. 2, p. 1186-1190.
- [102] H. Hamouda, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Miniature antennas embedded in electronic devices with micro-SD card form factor for telemedicine applications », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 6, p. 429-431, mars 2014.
- [103] « Accueil | UCNLAB ». [En ligne]. Disponible sur: <http://ucnlab.eu/>. [Consulté le: 30-nov-2015].
- [104] F. Merli, B. Fuchs, J. R. Mosig, et A. K. Skrivervik, « The Effect of Insulating Layers on the Performance of Implanted Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 1, p. 21-31, janv. 2011.
- [105] J.-T. Huang, J.-H. Shiao, et J.-M. Wu, « A Miniaturized Hilbert Inverted-F Antenna for Wireless Sensor Network Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n° 9, p. 3100-3103, sept. 2010.
- [106] C. Y. Chiu et R. D. Murch, « Experimental results for a MIMO cube », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 2533-2536.
- [107] I. T. Nassar et T. M. Weller, « Development of Novel 3-D Cube Antennas for Compact Wireless Sensor Nodes », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 2, p. 1059-1065, févr. 2012.
- [108] B. Sentucq, A. Sharaiha, et S. Collardey, « Superdirective compact parasitic array of metamaterial-inspired electrically small antenna », in *Antenna Technology (iWAT), 2013 International Workshop on*, 2013, p. 269-272.
- [109] D. Bharadia, E. McMillin, et S. Katti, « Full duplex radios », in *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2013, vol. 43, p. 375-386.
- [110] A. K. Khandani, « Full-duplex (Two-way) Wireless: Antenna Design and Signal Processing ».
- [111] G. F. Pedersen, E. de Carvalho, O. Franek, E. Foroozanfar, E. Tsakalaki, et A. Tatomirescu, « Full-duplex MIMO system based on antenna cancellation technique », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 16, p. 1116-1117, juill. 2014.

4. Publications

REVUES INTERNATIONALES AVEC COMITE DE LECTURE

- [RI18] R. ADDACI, A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
"Design of Multi-Antenna System for UMTS Clamshell Mobile Phones with Ground Plane Effects Considerations".
RADIOENGINEERING, vol. 23, n°2, pp. 724-732, June 2014.
- [RI17] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Miniature antennas embedded in electronic devices with micro-SD card form factor for telemedicine applications".
IET Electronics Letters, vol.50, no.6, pp.429-431. 13 March 2014.
- [RI16] R. ADDACI, K. HANEDA, A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN
"Dual-Band WLAN Multi-Antenna System and Diversity/MIMO Performance Evaluation".
IEEE Transactions on Antennas & Propagation, vol. 62, issue 3, pp. 1409-1415, March 2014.
- [RI15] S. PFLAUM, Ph. LE THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
"Performance enhancement of a circularly polarized patch antenna for radio frequency identification readers using an electromagnetic band-gap ground plane".
Microwave and Optical Technology Letters, vol.55, no.7, p.1599-1602, July 2013.
- [RI14] R. ADDACI, A. DIALLO, Ph. LE THUC, R. STARAJ
"Efficient Miniaturization Technique for Wire Patch Antenna".
Microwave and Optical Technology Letters, vol.54, no.5, p.1325-1327, May 2012.
- [RI13] R. ADDACI, A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
"Dual-Band WLAN Diversity Antenna System With High Port-to-Port Isolation".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.11, p.244-247, 2012.
- [RI12] S. TOURETTE, L. CHOMMELOUXA, J-F. LE GUEN, J.M. FRIEDT, P. MENAGE, G. COLLIN, R. STARAJ, D. HERMELIN, S. BALLANDRAS, C. LUXEY, P. LE THUC
"Implantable SAW Sensor for telemetry of temperature and blood pressure: the ANR-TECSAN CIMPA Project".
IRBM Ingénierie et Recherche Biomédicale, Elsevier, Volume 31, Issue 2, numéro spécial ANR, p.101-106, May 2010.
- [RI11] G. COLLIN, A. CHAMI, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
"Small Electrical Antenna for SAW Sensor Biotelemetry".
Microwave and Optical Technology Letters, vol.51, no.10, p.2286-2293, October 2009.
- [RI10] P. ILIEV, Ph. LE THUC, R. STARAJ, C. LUXEY
"Dual Band HF-UHF RFID Tag Antenna".
Electronics Letters, vol.45, no.9, p.439-441. April 2009.
- [RI9] A. CHEBIHI, C. LUXEY, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ
"A Novel Isolation Technique for Closely Spaced PIFAs for UMTS Mobile Phones".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 665-668, 2008.
- [RI8] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Diversity performance of multi-antenna systems for UMTS cellular phones in different propagation environments".
International Journal on Antennas and Propagation (IJAP), vol. 2008, Article ID 836050, 10 pages,
<http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2008/836050>, 2008.
- [RI7] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Enhanced two-antenna structures for UMTS diversity terminals".
IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 2, n. 1, pp. 93-101, February 2008.

- [R16] A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL.
"Diversity characterization of optimized two-antenna systems for UMTS handsets".
EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. **2007**, Article ID 37574, 9 pages,
<http://www.hindawi.com/GetArticle.aspx?doi=10.1155/2007/37574>, **2007**.
- [R15] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones".
Electronics Letters, vol. 43, n. 7, pp. 369-370, **29th March 2007**.
- [R14] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards".
Automatika Journal for Control, Measurements, Electronics, Computing & Communications, vol.47, n. 3-4, pp. 113-120, **2006**.
- [R13] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands".
IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Part.1, vol. 54, n. 11, pp. 3063-3074, **November 2006, Wheeler Prize 2007**.
- [R12] P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Dual-wideband radiating element for mobile handsets".
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 39, n°4, pp. 288-290, **November 20 2003**.
- [R11] S. VILLEGGER, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Dual-band planar inverted-F antenna".
Microwave and Optical Technology Letters, vol. 38, n°1, pp. 40-42, **July 5 2003**.

CONFÉRENCES INVITÉES

- [CI3] R. STARAJ, S. RANVIER, F. FERRERO, P. PANAI, P. LE THUC, C. LUXEY, G. JACQUEMOD, P. VAINIKAINEN
"Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées et composants radiofréquences micro-électromécaniques MEMS RF"
Journées Nationales Microondes (JNM2009), 27/05/2009, Grenoble, France
- [CI2] R. SERRANO, A. DIALLO, S. CAPDEVILA, S. BLANCH, J. ROMEU, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, L. JOFRE
"Optimal Multiantenna structures for maximum capacity in wireless compact systems".
Proc. European Conf. Antennas & Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 Nov. **2007**, Edinburgh, UK.
- [CI1] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN
"Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments".
Proc. European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2007**), 11-16 Nov. **2007**, Edinburgh, UK. **Best paper award (Best European Collaboration)**.

CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

- [C39] T. FARADI, A. DIALLO, P. LE THUC, P. DARAGON, R. STARAJ
"Design methods for efficient multiband antennas with parasitic elements".
Proc. in the 9th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2015**), Lisbon, Portugal, 12-17 April 2015

- [C38] L. LIZZI, P. PERRISSOL, F. FERRERO, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Experimental Validation of a Miniature Implantable RFID Tag Antenna for Small Animals Monitoring".
 Proc. IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications (**CAMA 2014**), Antibes Juan-les-Pins, FRANCE, 16-19 November **2014**.
- [C37] P. PERRISSOL, L. LIZZI, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ, G.F. CARLE
 "RSSI measurements to achieve mouse location in a cage"
 Proc. IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications (**CAMA 2014**), Antibes Juan-les-Pins, FRANCE, 16-19 November **2014**.
- [C36] S. PFLAUM, L. LIZZI, Ph. LE THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
 "Exploitation of the UC-PBG Structure as Ground Plane to Enhance Microstrip Antenna Bandwidth".
 Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (**APS 2014**) and USNC-URSI National Radio Science Meeting in Memphis, Tennessee, USA, July 6-12, **2014**.
- [C35] P. PERRISSOL, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ, G.F. CARLE, "Performance of a Cross Dipole Antenna Dedicated to Biological Telemetry".
 Proc. 8th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2014**), The Hague, The Netherlands, 6-11 April **2014**.
- [C34] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Small Antenna Embedded in a Wrist-Watch for Application in Telemedicine".
 Proc. 8th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2014**), The Hague, The Netherlands, 6-11 April **2014**.
- [C33] O. MOURAD, P. LE THUC, R. STARAJ, P. ILIEV
 "System Modeling of the RFID Contactless Inductive Coupling Using 13.56 MHz Loop Antennas".
 Proc. 8th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2014**), The Hague, The Netherlands, 6-11 April **2014**.
- [C32] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Dualband MICS/WIFI small antenna for portable applications in telemedicine ".
 Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (**APS 2013**) and USNC-URSI National Radio Science Meeting, Orlando, Florida (USA), 7-13 July **2013**, pp.1734-1735.
- [C31] S. PFLAUM, Ph. LE THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
 "PIFA Antenna with Tilted Circular Polarization Angle for RFID Readers".
 Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (**APS 2013**) and USNC-URSI National Radio Science Meeting, Orlando, Florida (USA), 7-13 July **2013**, pp.2081-2082.
- [C30] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "A Two Curved PIFA System For MIMO Application".
 Proc. 7th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2013**), Gothenburg, Sweden, 8-12 April **2013**, pp.1163-1166.
- [C29] S. PFLAUM, Ph. LE THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
 "Circularly Polarized Patch Antenna using UC-PBG structure for RFID Readers".
 Proc. 7th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2013**), Gothenburg, Sweden, 8-12 April **2013**, pp.2014-2017.
- [C28] P. PERRISSOL, M. MONEDERO, R. NDASHYMIE, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ, G.F. CARLE
 "Wireless Interrogation of an Implanted Temperature Sensor in a Mouse".
 Proc. IEEE International Conference on RFID Technologies and Applications (**RFID-TA 2012**), Nice, France, 5-7 November, **2012**, pp.52-55.

- [C27] R. ADDACI, A. DIALLO, Ph. LE THUC, R. STARAJ, K. HANEDA, P. VAINIKAINEN
 "Evaluation of Diversity and MIMO Performance of a New High Port to Port Isolation Dual-Band System".
 Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (**APS 2012**) and USNC-URSI National Radio Science Meeting, Chicago, Illinois (USA), 8-14 July **2012**, pp.1-2.
- [C26] R. ADDACI, F. FERRERO, A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Design of Multi - Antenna Diversity System dedicated to Interrogation in Noisy Propagation Environments".
 Proc. 15th International Symposium on ANTenna Technology and applied ElectroMagnetics (**ANTEM 2012**), 25-28 June **2012**, pp.1-4, Toulouse, France.
- [C25] M. MONEDERO, Ph. LE THUC, E. SEGUENOT, R. STARAJ
 "Near-field contact-less return loss measurement of a 434MHz dipole antenna-SAW sensor system".
 Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2012**), 26-30 March **2012**, pp.2166-2169, Prague, Czech Republic.
- [C24] R. ADDACI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Dual-band WLAN multi-antenna system with high isolation".
 Proc. 5th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2011**), 11-15 April **2011**, pp. 2478-2482, Roma, Italy.
- [C23] M. JEANGORGES, R. STARAJ, C. LUXEY, P. LE THUC, C. EL HASSANI, P. CIAIS
 "Antenna Miniaturization and Integration in a 2.4 GHz System in Package".
 Proc. 4th European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP 2010**), 12-17 April **2010**, Barcelona, Spain.
- [C22] P. ILIEV, P. LE THUC, R. STARAJ, C. LUXEY
 "Near field / far field RFID tag antenna".
 Proc. 4th European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP 2010**), 12-17 April **2010**, Barcelona, Spain.
- [C21] R. ADDACI, A. CHEBIHI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Multi-Antenna Systems for Clamshell Mobile Phones".
 Proc. 4th European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP 2010**), 12-17 April **2010**, Barcelona, Spain.
- [C20] M. MONEDERO, S. TOURETTE, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Miniature Circularly Polarized Antenna for SAW Sensor Measurements".
 Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID (**IMWS 2009**), September 24-25, **2009** Cavtat, Croatia.
- [C19] S. TOURETTE, G. COLLIN, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Small Meandered PIFA Associated with SAW Passive Sensor for Monitoring Inner Temperature of a Car Exhaust Header".
 Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology (**IWAT09**), 2-4 March **2009**, Santa Monica, California (USA). **Best poster award.**
- [C18] A. CHEBIHI, C. LUXEY, A. DIALLO, Ph. LE THUC, R. STARAJ
 "A new method to increase the port-to-port isolation of a compact two-antenna UMTS system".
 Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP2009**), 23-27 March **2009**, Berlin, Germany.
- [C17] S. TOURETTE, G. COLLIN, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Small meandered PIFA for wireless interrogation of passive sensors in a cavity",
 Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP2009**), 23-27 March **2009**, Berlin, Germany.

- [C16] A. CHEBIHI, D. NYBERG, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
 "User's head and hand influence on the diversity performance of neutralized two-antenna systems for UMTS handsets".
 Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2008**), San Diego, July 5-11, **2008**, San Diego, USA.
- [C15] G. COLLIN, A. CHAMI, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Human Implanted Spiral Antenna for a 2.45GHz Wireless Temperature and Pressure SAW Sensor System".
 Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2008**), July 5-11, **2008**, San Diego, USA.
- [C14] A. CHEBIHI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Optimization of the neutralization technique to enhance the diversity performance of a two antenna system for UMTS mobile phones".
 Proc. International Workshop on Antenna Technology 2008 (**IWAT08**), 4-6th March **2008**, Chiba, Japan.
- [C13] P. ILIEV, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Antenna Design Method for RFID Tags",
 Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (**ICECS 2007**), December 11-14, **2007**, Marrakech, Morocco.
- [C12] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
 "MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head".
 Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (**APS 2007**), 10-17 June, **2007**, Honolulu, HI, USA.
- [C11] A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
 "Evaluation of the performances of several four-antenna systems in a reverberation chamber".
 Proc. International Workshop on Antenna Technology 2007 (**IWAT07**), 21st-23rd March **2007**, Cambridge, U.K.
- [C10] J.-M. RIBERO, R. STARAJ, J.-L. DUBARD, Ph. LE THUC, S. COLLARDEY, D. L. PAUL, A. V. NOGUEIRA, M. MARRONE
 "Wideband radiating element for mobile handsets for European Antenna Software Benchmarking in ACE network".
 Proc. 1st European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France.
- [C9] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
 "Reverberation chamber evaluation of multi-antenna handsets having low mutual coupling and high efficiencies",
 Proc. 1st European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France.
- [C8] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Enhanced Diversity Antennas for UMTS Handsets",
 Proc. 1st European Conference on Antennas & Propagation (**EuCAP2006**), 6-10 November **2006**, Nice, France.
- [C7] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Control of Mutual Coupling between two closely spaced DCS and UMTS mobile phone PIFAs".
 Proc. Loughborough Antennas & Propagation Conference (**LAPC 2006**), April 11-12, **2006**, Loughborough, UK.

- [C6] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Enhancement of the isolation between two closely spaced mobile phone internal antennas by a neutralization effect".
 Proc. 22nd International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (**ACES 2006**), March 12-16, **2006**, Miami, Florida, USA.
- [C5] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Optimization of the total efficiencies of two PIFAs on the same PCB operating in close frequency bands".
 Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (**IWAT 2006**), March 6-8, **2006**, New York City, USA.
- [C4] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Reduction of the Mutual Coupling Between Two Planar Inverted-F Antennas Working in Close Radiocommunication Standards"
 Proc. 18Th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (**ICECom 2005**), October 10-12, **2005**, Dubrovnik, Croatia.
- [C3] P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Dual-wideband small antenna"
 Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (**ICEAA 03**), September 8-12, **2003**, pp. 237-239, Torino, Italy.
- [C2] P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Antenne miniature multinorme GSM/DCS/PCS/UMTS".
 Actes des Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 02**), 12-14 Nov. **2002**, poster 272.pdf, Nice, France.
- [C1] S. VILLEGER, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Antenne PIFA bi-bande".
 Actes des Journées Internationales de Nice sur les Antennes (**JINA 02**), 12-14 Nov. **2002**, poster 289.pdf, Nice, France.

BREVETS D'INVENTION

- [BI4] A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, M. SILVA PIMENTA, R. STARAJ
 "Système d'antennes en diversité"
 Demandeur CNRS, FR 2968845 (B1), EP 2466684 (A1)
- [BI3] S. TOURETTE, R. STARAJ, C. LUXEY, P. LE THUC
 "Antenne PIFA réversible",
 Demandeurs : CNRS, Sensor et UNS, FR 2958458 (B1)
- [BI2] M. JEANGORGES, C. EL HASSANI, R. STARAJ, C. LUXEY, Ph. LE THUC
 "Efficient integrated miniature antenna structure for multi-GHz wireless applications"
 Demandeurs : Insight Sip SAS, CNRS, Université Nice Sophia Antipolis, WO2010146157 (A1)
- [BI1] L. CHOMMELOUX, B. BELGACEM, J.-F. LEGUEN, S. BALLANDRAS, A. CHAMI, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Surface-wave passive sensor including an integrated antenna and medical applications using such a type of passive sensor",
 Demandeur: Sensor, FR 2925696 (B1), EP 2232218 (A1), WO 2009083484 (A1)

CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

- [CN15] D. AKIMU, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ
 "Antenne directive et reconfigurable pour réseau de capteurs sans fil"
 Proc. 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2015**), 02/06/2015, Bordeaux, FR, Session Antennes directives et réseaux C2P-H, papier 9251, [hal-01149937](https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01149937)

- [CN14] H. HAMOUDA, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Intégration d'antennes boucles sur carte μ SD en couplage inductif avec une antenne dipôle pour applications en télémédecine"
 Proc. 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2015**), 02/06/2015, Bordeaux, FR, Session Antennes miniatures A3L-D, papier 9240, hal-01149088
- [CN13] T. FARADI, A. DIALLO, P. LE THUC, P. DARAGON, R. STARAJ
 "Méthode de conception à base d'éléments parasites d'antennes multi-bandes efficaces"
 Proc. 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2015**), 02/06/2015, Bordeaux, FR, Session Antennes large bande et multibandes C3L-D, papier 9129, hal-01149405
- [CN12] S. PFLAUM, Ph. LE THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
 "Antenne PIFA à dépointage d'angle de polarisation circulaire pour applications RFID".
 Proc. 18^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2013**), 14-17 Mai **2013**, Session J3-AP1 Antennes RFID. J3-AP1-1.pdf, Paris.
- [CN11] O. MOURAD, P. LE THUC, W. TATINIAN, R. STARAJ, P. ILIEV
 "Méthodologie de conception d'antennes RFID à 13,56 MHz".
 Proc. 18^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2013**), 14-17 Mai **2013**, Session J2-ST1 RFID. J2-ST1-4.pdf, Paris.
- [CN10] P. PERRISSOL, M. MONEDERO, R. NDASHYMIE, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ, G.F. CARLE
 "Interrogation sans fil d'un capteur de température implanté dans un corps de souris".
 Proc. 18^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2013**), 14-17 Mai **2013**, Session J2-ST1 RFID. J2-ST1-3.pdf, Paris.
- [CN9] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Conception d'antennes miniatures intégrées sur de petits objets portatifs pour applications en télémédecine".
 Proc. 18^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2013**), 14-17 Mai **2013**, Session J1-AP2 Antennes miniatures. J1-AP2-4.pdf, Paris.
- [CN8] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Conception d'antennes miniatures intégrées sur carte micro-SD pour applications en télémédecine dans la nouvelle bande 2,483-2,5 GHz".
 Proc. 18^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2013**), 14-17 Mai **2013**, Session J1-AP2 Antennes miniatures. J1-AP2-1.pdf, Paris.
- [CN7] R. ADDACI, A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
 "Influence des dimensions du plan de masse sur les performances d'un système multi-antennes pour téléphone mobile de type clamshell".
 Proc. 17^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2011**), 18-20 Mai **2011**, Session 5A (4) Antennes compactes. 5A-4.pdf, Brest.
- [CN6] A. CHEBIHI, C. LUXEY, A. DIALLO, Ph. LE THUC, R. STARAJ
 "Isolation des ports d'alimentation d'un système d'antennes très compact en bande UMTS".
 Proc. 16^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2009**), 27-29 Mai **2009**, Papier 6A-6, p.184, fichier CD : 6A-6.pdf, Grenoble.
- [CN5] S. TOURETTE, G. COLLIN, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Association élément rayonnant / capteur SAW pour la télémédecine en environnements difficiles".
 Proc. 16^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2009**), 27-29 Mai **2009**, Papier 1F-3, p.50, fichier CD : 1F-3.pdf, Grenoble.
- [CN4] P. ILIEV, R. STARAJ, C. LUXEY, Ph. LE THUC
 "Méthode de conception et adaptation d'antennes pour étiquettes RFID UHF "
 Proc. 15^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2007**), 23-25 Mai **2007**, Toulouse.
- [CN3] A. CHEBIHI, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Conception d'antennes compactes pour petits objets communicants"
 Proc. 15^{èmes} Journées Nationales Microondes (**JNM 2007**), 23-25 Mai **2007**, Papier 7E21.pdf, Toulouse.

- [CN2] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Conception et analyse en diversité de systèmes multi-antennes pour téléphones mobiles UMTS".
Proc. 15èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2007**), 23-25 Mai **2007**, Toulouse.
- [CN1] P. LE THUC, J-M CARRERE, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ
"Applications de l'antenne E".
Proc. 12èmes Journées Nationales Microondes (**JNM 2001**), 16-18 Mai **2001**, page 1D6, Poitiers.

COMMUNICATIONS SANS ACTE

- [S17] P. PERRISSOL, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ, G.F. CARLE
"Dipôle croisé à 900MHz pour relevé télémétrique"
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 28-30 octobre 2013, Dijon.
- [S16] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Structure antennaire intégrée sur carte micro-SD pour applications en télémédecine"
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 28-30 octobre 2013, Dijon.
- [S15] M. MONEDERO, P. LE THUC, E. SEGUENOT, R.STARAJ
"Mesures sans contact du coefficient de réflexion d'un dipôle à 434MHz en champ proche".
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 24-26 octobre 2011, Nice.
- [S14] A. CHEBIHI, M. JEANGORGES, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
"Intégration d'antenne pour solutions RF SiP".
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 2-4 novembre 2009, CNAM, Paris.
- [S13] M. JEANGORGES, A. CHEBIHI, R. STARAJ, C. LUXEY, P. LE THUC, C. EL HASSANI, P. CIAIS
"Intégration d'antennes multicouches en module SiP Bluetooth".
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 2-4 novembre 2009, CNAM, Paris.
- [S12] M. MONEDERO, S. TOURETTE, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
"Antenne PIFA miniature à polarisation circulaire associée à un capteur SAW pour des mesures de pression sans fil".
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 2-4 novembre 2009, CNAM, Paris.
- [S11] C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. JACQUEMOD
"FSK wireless communication between two personal computers",
Proc. 7th European Workshop on Microelectronics Education, 28-30 May 2008, pp. 158-159, Budapest.
- [S10] G. COLLIN, A. CHAMI, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
"Antenne miniature implantable pour mesure de température et de pression dans le corps humain".
Réunion du *Groupe de Recherche (GDR) Ondes*, intitulé de la journée "Objets communicants sur et dans la personne, Les défis de la communication" 31 Janvier 2008, ENST Paris.
- [S9] A. CHEBIHI, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
"Application de la technique de neutralisation sur des systèmes d'antennes rapprochées en bande UMTS".
Assemblée Générale du GDR Ondes "Interférences d'Ondes", Session GT4, 21-23 novembre 2007, Pessac.
- [S8] Y. MAHE, J. SARRAIN, S. TOUTAIN, L. CIRIO, B. POUSSOT, J.-M. LAHEURTE, A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ
"Conception et caractérisation d'antennes pour des systèmes MIMO"
Assemblée générale Interférences d'Ondes (GDR Ondes), 21/11/2007, Bordeaux, France, hal-00525038

- [S7] A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL
 "Design and reverberation chamber evaluation of enhanced UMTS multi-antenna systems for mobile phones: report of a COST284 scientific mission between the LEAT and Chalmers Institute".
COST IC0603, Antenna Systems & Sensors for Information Society Technologies, Bonn, Germany, October 24-26, 2007.
- [S6] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Multi-antenna systems for UMTS cellular phones diversity performance in different propagation environments",
COST 2100, Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications, TD (07)(301), Duisburg, Germany, September 10-12, 2007.
- [S5] C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, P. LORENZINI, G. JACQUEMOD
 "Communication sans fil à modulation FSK entre deux PC".
 Journées pédagogiques du CNFM, Saint-Malo, Nov. 2006.
- [S4] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. CIAIS
 "Optimisation de l'efficacité de système multi-antennes".
Réunion du GDR Ondes, Besançon, France, 21-23 Novembre, 2005.
- [S3] P. CIAIS, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY
 "Présentation des activités du LEAT dans le domaine des antennes miniatures".
Réunion de l'action spécifique du CNRS AS no.67, 4 Février, 2004, IETR, Rennes.
- [S2] Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Antennes miniatures bi-bandes larges bandes pour communications mobiles".
Réunion du GDR Ondes, "Interférences d'ondes", 8-10 décembre, 2003, Marseille.
- [S1] P. CIAIS, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, C. LUXEY
 "Antennes miniatures multinormes pour communications mobiles".
Réunion du Groupement de Recherche (GDR) Ondes, Groupe Thématique 4 : Antennes et Circuits, intitulé de la journée : "Antennes miniatures multistandards", 6 novembre, 2003, ENST, Paris.

RAPPORTS DE CONTRAT

- [RC7] M. JEANGEORGES, P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ
 "Conceptions d'antennes pour solutions RF SiP".
 Collaboration **LEAT-InSight SiP, Janvier 2008**.
- [RC6] S. TOURETTE, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, J.-M. RIBERO
 "Etude de faisabilité d'intégration d'éléments rayonnants de types imprimés sur des substrats de type verre pour différents standards de communication"
Saint-Gobain, 2006.
- [RC5] S. TOURETTE, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ
 "Simulations pour capteur de température dans un disjoncteur"
SENSEOR-TEMEX, 2006.
- [RC4] Ph. LE THUC, J.-M. RIBERO, R. STARAJ, Ch. PICHOT
 "Mesure du paramètre S et du diagramme de rayonnement de structures d'antennes à base de nouveaux matériaux"
IMRA Europe, Octobre 2005.
- [RC3] P. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
 "Conception d'une Antenne Smile Commutable Quadribande",
 Collaboration avec **Alcatel Business Systems Mobile Phone Division**, Lot n°1, 29 septembre 2003, lot n°2, 17 novembre 2003, lot n°3 14 janvier 2004, lot n°4, 5 octobre 2004.
- [RC2] P. LE THUC, S. VILLEGGER, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK,
 Projet R.N.R.T. **M.U.S.I.C. (Monolithic Multi-Standard Integrated Components)**, Sous-projet 2, Rapport n° 3, le 6 juillet 2001.

[RC1] P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK
Projet R.N.R.T. **M.U.S.I.C.** (Monolithic Multi-Standard Integrated Components), Sous-projet 2,
Rapport n°2, 1^{er} décembre 2000.

SYNTHESE DES PUBLICATIONS

Type d'article	Nombre
Revue internationale avec comité de lecture	18
Papiers invités dans des conférences internationales	3
Conférences internationales	39
Brevets d'invention	4
Conférences nationales	15
Total	79

5. Encadrement doctoral

5.1 Encadrement de thèse-Thèses soutenues

[T1] Nom du diplômé : **Plamen ILIEV**

Titre de la thèse : **Conception et caractérisation d'antennes pour étiquettes RFID**

Financement : Bourse CIFRE avec la société ASK

Date de début : **octobre 2005** Date de fin : **22 octobre 2009** Encadrement : **40%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (30%), Cyril Luxey (30%)**

Jury de thèse : P. Pannier (IM2NP, Univ. de Provence), T. P. Vuong (IMEP-LAHC, Grenoble INP), C. Tételin (CNRFD), C. Halopé (ASK), E. Sabbah (ASK), R. Staraj (LEAT, UNS), C. Luxey (LEAT, UNS), C. Pichot (LEAT, CNRS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[RI10], [C13], [C22], [CN4]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur R&D chez Embisphere**

[T2] Nom du diplômé : **Anissa CHEBIHI**

Titre de la thèse : **Conception de systèmes multi-antennaires pour la diversité et le MIMO en téléphonie mobile**

Financement : Bourse MESR

Date de début : **octobre 2006** Date de fin : **14 décembre 2011** Encadrement : **30%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (30%), Cyril Luxey (40%)**

Jury de thèse : T. Monédière (XLIM, Univ. de Limoges), X. Begaud (Telecom Paris Tech), A. Sharaiha (IETR, Univ. de Rennes), P. Vaudon (XLIM, Univ. de Limoges), A. Diallo (LEAT, UNS), R. Staraj (LEAT, UNS), C. Luxey (LEAT, UNS), C. Pichot (LEAT, CNRS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[RI9], [C14], [C16], [C18], [CN3], [CN6]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieure**

[T3] Nom du diplômé : **Stéphane TOURETTE**

Titre de la thèse : **Etude de l'association éléments rayonnants/capteurs SAW pour des systèmes d'interrogation - réception passifs, dédiés à la télémétrie en environnements difficiles**

Financement : Bourse CIFRE avec la société Sensor

Date de début : **novembre 2006** Date de fin : **3 décembre 2010** Encadrement : **30%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (40%), Cyril Luxey (30%)**

Jury de thèse : S. Tedjini (LCIS, Grenoble-INP), P. Benech (IMEP-LAHC, Grenoble-INP), J.-C. Bolomey (Supélec, Univ. de Paris Sud), L. Chommeloux (Sensor), R. Staraj (LEAT, UNS), C. Luxey (LEAT, UNS), C. Pichot (LEAT, CNRS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[BI3], [RI12], [C17], [C19], [CN5]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur chez Sensor**

[T4] Nom du diplômé : **Mickaël JEANGORGES**

Titre de la thèse : **Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP**

Financement : Bourse CIFRE avec la société Insight SiP

Date de début : **octobre 2007** Date de fin : **2 décembre 2010** Encadrement : **30%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (40%), Cyril Luxey (30%)**

Jury de thèse : M. Himdi (IETR, Univ. de Rennes), P. Benech (IMEP-LAHC, Grenoble-INP), P. Vaudon (XLIM, Univ. de Limoges), C. El Hassani (Insight SiP), P. Brachat (Orange Labs La Turbie), R. Staraj (LEAT, UNS), C. Luxey (LEAT, UNS), C. Pichot (LEAT, CNRS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[B12], [C23]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur chez EPCOS**

[T5] Nom du diplômé : **Manuel MONEDERO**

Titre de la thèse : **Modélisation globale de systèmes d'interrogation sans fil de capteurs basés sur l'association éléments rayonnants/résonateur SAW**

Financement : Bourse CIFRE avec la société Senseor

Date de début : **mars 2009** Date de fin : **20 avril 2012** Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (50%)**

Jury de thèse : S. Tedjini (LCIS, Grenoble-INP), H. Aubert (LAAS, Univ. de Toulouse), S. Ballandras (FEMTO-ST, CNRS), L. Chommeloux (Senseor), R. Staraj (LEAT, UNS), P. Brachat (Orange Labs La Turbie), C. Pichot (LEAT, CNRS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[C20], [C25]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur chez Senseor**

[T6] Nom du diplômé : **Sylvain PFLAUM**

Titre de la thèse : **Etude et conception d'antennes miniatures et directives à polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF**

Financement : projet FUI PACIDTextile

Date de début : **février 2010** Date de fin : **24 juin 2013** Encadrement : **33%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (34%), Georges Kossiavas (33%)**

Jury de thèse : P. Pannier (IM2NP, Univ. de Provence), X. Begaud (Telecom Paris Tech), C. Tételin (CNRFD), C. Loussert (Tagsys), T. Deleruyelle (IM2NP, ISEN), J.-Y. Dauvignac (LEAT, UNS), R. Staraj (LEAT, UNS), G. Kossiavas (LEAT, UNS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[RI15], [C31], [C36], [CN12]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur chez Epcos**

[T7] Nom du diplômé : **Hafedh HAMOUDA**

Titre de la thèse : **Conception d'antennes intégrées à leur support pour applications en télémédecine mobile**

Financement : projet FUI STM3

Date de début : **Oct. 2010** Date de fin : **1^{er} Oct. 2014** Encadrement : **34%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (33%), Georges Kossiavas (33%)**

Jury de thèse : A. Sharaiha (IETR, Univ. de Rennes), X. Begaud (Telecom Paris Tech), C. Delaveaud (CEA-Leti), C. Donélian (ST Microelectronics), R. Staraj (LEAT, UNS), G. Kossiavas (LEAT, UNS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[C30], [C32], [C34], [CN8], [CN9], [CN14]**

Situation actuelle du diplômé : **Ingénieur chez Epcos**

[T8] Nom du diplômé : **Oumar MOURAD**

Titre de la thèse : **Méthode de conception et d'optimisation d'éléments rayonnants de cartes à puce pour applications en RFID HF**

Financement : projet FUI FastPASS

Date de début : **Mars 2011** Date de fin : **7 Nov. 2014** Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (35%), William Tatinian (15%)**

Jury de thèse : P. Pannier (IM2NP, Univ. de Provence), S. Tedjini (LCIS, Grenoble INP), C. Tételin (CNRFD), C. Mani (ST Microelectronics), E. Gerbault (ASK), T. Deleruyelle (IM2NP, ISEN), M. Auguin (LEAT, UNS), W. Tatinian (LEAT, UNS), R. Staraj (LEAT, UNS), P. Le Thuc (LEAT, UNS)

Publications : **[C33], [CN11]**

5.2 Encadrement de thèse-Thèses à soutenir

[T9] Nom du diplômé : **Philippe PERRISSOL**

Titre de la thèse : **Conception d'antennes pour biocapteurs implantables**

Financement : Bourse MESR

Date de début : **Octobre 2011** Date de soutenance prévue : **Déc. 2015** Encadrement : **34%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (33%), Aliou Diallo (33%)**

Publications : **[C35], [C37], [C38], [C28], [CN10]**

[T10] Nom du diplômé : **Tarik FARADI**

Titre de la thèse : **Conception d'un système antenneur multistandard-multi-application dédié au module TRACKBOX de suivi de container**

Financement : Bourse CIFRE avec la société Traxens

Date de début : **Nov. 2012** Date de soutenance prévue : **1^{er} trimestre 2016** Encadrement : **33%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (33%), Aliou Diallo (34%)**

Publications : **[C39], [CN13]**

[T11] Nom du diplômé : **Akimu DIHISSOU**

Titre de la thèse : **Système antenneur directif et reconfigurable pour réseaux de capteurs sans fil**

Financement : Bourse Labex UCN@Sophia de l'Université Nic Sophia Antipolis

Date de début : **Oct. 2014** Date de soutenance prévue : **Sept. 2017** Encadrement : **30%**

Noms et % des co-encadrants : **Robert Staraj (30%), Aliou Diallo (40%)**

Publications : **[CN15]**

5.3 Encadrement de stages de DEA/Master Recherche

[M1] Nom du diplômé : **Plamen ILIEV**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécom. RF et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'un banc de caractérisation pour étiquettes RFID UHF**

Date de début : **Fév. 2006** Date de fin : **Sept. 2006** Encadrement : **100%**

[M2] Nom du diplômé : **Nordine DIF**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécom. RF et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Modélisation d'antennes pour la téléphonie mobile par des modèles équivalents de type "circuits" sous HP-ADS. Application à la définition de règles de conception d'antennes miniatures efficaces**

Date de début : **Fév. 2006** Date de fin : **Sept. 2006** Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Cyril Luxey (50%)**

[M3] Nom du diplômé : **Anissa CHEBIHI**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécom. RF et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'antennes pour solutions RFSiP**

Date de début : **Fév. 2006** Date de fin : **Sept. 2006** Encadrement : **100%**

[M4] Nom du diplômé : **Daouda GUIRA**

Diplôme : **Master Recherche STIC, option Télécom. RF et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'antennes miniatures pour des applications d'interrogations à distance**

Date de début : **Fév. 2006**

Date de fin : **Sept. 2006**

Encadrement : **100%**

[M5] Nom du diplômé : **Marcio SILVA PIMENTA**

Diplôme : **Master 2 Télécommunications, Systèmes et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Insertion de composants actifs dans les lignes de neutralisation**

Date de début : **Avril 2009**

Date de fin : **Sept. 2009**

Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Aliou Diallo (50%)**

Publications : **[BI4]**

[M6] Nom du diplômé : **Hafedh HAMOUDA**

Diplôme : **Master 2 Télécommunications, Systèmes et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'un réseau d'antennes commutables destinées à être intégrées dans des lanières souples pour applications RFID**

Date de début : **Avril 2010**

Date de fin : **Sept. 2010**

Encadrement : **100%**

[M7] Nom du diplômé : **Rodrigue NDASHIMYE**

Diplôme : **Master 2 Télécommunications, Systèmes et Microélectronique (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'antennes pour biocapteurs implantables**

Date de début : **Avril 2011**

Date de fin : **Sept. 2011**

Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Aliou Diallo (50%)**

Publications : **[C28], [CN10]**

[M8] Nom du diplômé : **Mouataz ELHARATI**

Diplôme : **Master 2 Electronique, Systèmes et Télécommunications (UNS)**

Titre du stage : **Conception d'antennes miniatures pour chip RFID en bande UHF**

Date de début : **Avril 2013**

Date de fin : **Sept. 2013**

Encadrement : **50%**

Noms et % des co-encadrants : **Aliou Diallo (50%)**

[M9] Nom du diplômé : Akimu DIHISSOU

Diplôme : Master 2 Electronique, Systèmes et Télécommunications (UNS)

Titre du stage : Système antenne directif et reconfigurable pour réseaux de capteurs sans fil

Date de début : Avril 2014

Date de fin : Sept. 2014

Encadrement : 50%

Noms et % des co-encadrants : Aliou Diallo (50%)

6. Activités d'enseignement

Mes activités d'enseignement ont débuté lors de ma première année de thèse fin 1999, lorsque j'ai pu effectuer des vacances à l'IUT GTR (devenu depuis R&T) de l'Université Nice-Sophia Antipolis. J'y ai ensuite été recruté en tant qu'ATER d'abord à temps partiel, puis à temps plein l'année suivante.

Depuis mon recrutement en tant que maître de conférences à l'IUT GEII de l'UNS en septembre 2004, j'effectue en moyenne annuelle 300 heures équivalent TD. J'interviens dans toutes les formations : formation initiale (une centaine d'étudiants en 1^{ère} année, environ 75 en 2^{ème} année), formation par apprentissage (une vingtaine d'étudiants en 1^{ère} année, une douzaine en 2^{ème} année). En ce qui concerne cette dernière formation, j'assume le rôle de tuteur pédagogique régulier d'au moins un apprenti par an. J'assume ainsi le lien entre l'entreprise et le corps enseignant, en faisant notamment 2 visites par an sur le lieu de travail de l'apprenti.

D'autre part, après avoir eu la responsabilité de plusieurs modules en formation traditionnelle, j'assume dans le cadre du nouveau PPN (Projet Pédagogique National), la responsabilité du module SE1 en apprentissage. J'assume depuis septembre 2006, la responsabilité des salles de TP d'électronique de 1^{ère} année, ce qui représente une quinzaine de séances. A ce titre, je crée et mets à jour régulièrement les énoncés des manipulations, je gère le matériel à disposition dans les salles, ainsi que les intervenants (titulaires, vacataires extérieurs, ATER et moniteurs). J'ai également eu la responsabilité des projets tuteurés proposés par le département aux étudiants de 1^{ère} et 2^{ème} années pendant 3 ans. Cela a consisté à gérer l'offre de projets proposés aux étudiants, leur affectation, les échéanciers, les jurys de soutenance et la récolte des notes. D'autre part, le département ayant affiché sa volonté de lutter contre l'échec des étudiants de 1^{ère} année, j'ai également participé à la création de d'exercices sous WIMS (logiciel permettant aux étudiants d'effectuer des exercices en ligne).

Enfin, suite à un accord international entre l'IUT et le Malaysia France Institut (MFI) de l'Université de Kuala Lumpur, je participe depuis 2008 à la formation d'une douzaine d'étudiants malaisiens presque chaque année. J'interviens auprès d'eux en TP d'électronique 1^{ère} année et j'ai également la responsabilité du module SE2. Ces étudiants suivent au préalable des enseignements en Malaisie. Dans le cadre de ce programme, j'ai fait deux séjours d'une semaine (en 2010 et 2011) dans cet institut notamment pour conseiller les intervenants en électronique.

Le détail de mes enseignements est donné ci-dessous :

- **Vacataire à l'IUT département GTR de l'UNS (1999-2002)**
Electronique analogique, électromagnétisme, mathématiques : en TD et TP pour un total de 194h équivalent TD
- **ATER à l'IUT département GTR de l'UNS (2002-2004)**
Electricité, électronique analogique, électromagnétisme, télécommunications : en TD et TP pour un total de 288h équivalent TD
- **Maître de conférences à l'IUT département GEII de l'UNS (depuis 2004)**
J'interviens à l'IUT dans les domaines de l'électronique analogique et numérique, des télécommunications, des antennes et des circuits hyperfréquences.

Circuits et composants linéaires (cours, TD et TP) : *lois et théorèmes généraux, circuits linéaires en régimes continu et sinusoïdal, systèmes du 1^{er} ordre, réponses indicielles et harmoniques, notions de quadripôles.*

Electronique (cours, TD et TP) : *amplificateurs opérationnels, diodes, transistors, filtrage, filtres actifs, amplificateurs de puissance, amplificateurs différentiels, comparateurs, triggers, astables, simulations PSPice, oscillateurs, modulation analogique, générateurs, PLL.*

Télécommunications signaux numériques (TD) : *transmission numérique en bande de base, codages (source, canal), bruit et taux d'erreur, modulations ASK-FSK-MSK-PSK-QPSK.*

Antennes et circuits hyperfréquences (TD et TP) : *ondes stationnaires, abaque de Smith, paramètres S, ligne microruban, guides d'ondes, antennes, adaptation d'impédance, gain, diagramme de rayonnement.*

7. Responsabilités pédagogiques, administratives

- Membre du CNU 63ème section depuis décembre 2011
- Membre élu du Conseil de Département GEII de l'IUT d'octobre 2006 à octobre 2010, réélu en juin 2015 et élu président de ce même Conseil en juin 2015.
- Responsable pédagogique des TP 1ère année d'électronique du département GEII de l'IUT depuis septembre 2006.
- Responsable des projets tuteurés de 1^{ère} et 2^{ème} année du département GEII de l'IUT de juin 2008 à juin 2011.
- Membre des commissions de recrutement à l'IUT GEII de Nice des postes de PRAG de Génie Electrique n°0590 (janv. 2009 et nov. 2011), de PRAG d'anglais n°0634 (janv. 2008), de MCF 63^{ème} section n°0541 (avril 2008) et n°0308 (avril 2009)
- Membre de la commission de recrutement à Polytech'Nice Sophia Antipolis du poste de MCF 63^{ème} section n°1420 (mars 2010).
- Membre élu du Conseil de Laboratoire du LEAT depuis avril 2009.
- Membre suppléant du LEAT au conseil scientifique du LabeX UNS@Sophia depuis juin 2012 (participations aux deux derniers comités)
- Membre du vivier du comité d'experts du Conseil Scientifique de l'UNS section 63 de février 2009 à septembre 2012
- Membre élu de la Commission de spécialistes (CSE) 63ème section de l'Université Nice Sophia Antipolis, collège B :
 - suppléant de novembre 2006 à septembre 2007
 - titulaire de septembre 2007 à juillet 2008.

8. Publications sélectionnées

- [RI3] A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands".
IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Part.1, vol. 54, n. 11, pp. 3063-3074, **November 2006, Wheeler Prize 2007.**
- [RI10] P. ILIEV, Ph. LE THUC, R. STARAJ, C. LUXEY
"Dual Band HF-UHF RFID Tag Antenna".
Electronics Letters, vol.45, no.9, p.439-441. April **2009.**
- [C25] M. MONEDERO, Ph. LE THUC, E. SEGUENOT, R. STARAJ
"Near-field contact-less return loss measurement of a 434MHz dipole antenna-SAW sensor system".
Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation (**EuCAP 2012**), 26-30 March **2012**, pp.2166-2169, Prague, Czech Republic.
- [RI16] R. ADDACI, K. HANEDA, A. DIALLO, Ph. LE THUC, C. LUXEY, R. STARAJ, P. VAINIKAINEN
"Dual-Band WLAN Multi-Antenna System and Diversity/MIMO Performance Evaluation".
IEEE Transactions on Antennas & Propagation, vol. 62, issue 3, pp. 1409-1415, March **2014.**
- [RI17] H. HAMOUDA, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS
"Miniature antennas embedded in electronic devices with micro-SD card form factor for telemedicine applications".
IET Electronics Letters, vol.50, no.6, pp.429-431. 13 March **2014.**

Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands

Aliou Diallo, Cyril Luxey, *Member, IEEE*, Philippe Le Thuc, Robert Staraj, and Georges Kossiavas

Abstract—Several solutions are presented to reduce the mutual coupling between two planar inverted-F antennas (PIFAs) working in close radiocommunication standards and positioned on a finite-sized ground plane modeling the printed circuit board (PCB) of a typical mobile phone. First, the two PIFAs are designed on separate PCBs to, respectively, operate in the DCS1800 and UMTS bands. In a second step, they are associated on the top edge of the same PCB. Realistic arrangements are then theoretically and experimentally studied. Finally, several solutions are investigated to maximize the isolation. They consist in inserting a suspended line between the PIFAs' feedings and/or shorting points. All along this paper, several prototypes are fabricated and their performances measured to validate the obtained IE3D moment method-based simulation results.

Index Terms—Efficiency, finite-sized ground plane, mobile phones, mutual coupling, planar inverted-F antennas (PIFAs), small antennas.

I. INTRODUCTION

THE rapid increase of wireless communication standards has induced the development of multiband antennas for multimode handset terminals: GSM850 (U.S. cellular band), GSM900, DCS1800, PCS1900, and UMTS. Consequently, numerous solutions using the well-known planar inverted-F antenna (PIFA) as an internal radiator have been recently proposed by several laboratories [1]–[8]. However, if these antennas are able to operate in all of these frequency bands, they are always designed as single port components. This architecture does not match with most of the radio front-end modules currently available on the wireless industry market, which usually provide one output by modulation standard [9], [10]. For example, a GSM900/DCS1800/UMTS mobile phone will need two independent radiators (or at least a two-port antenna concept) to receive and then demodulate the two different radio-frequency signals involved: GSM and W-CDMA for UMTS. As a result, optimally integrating compact multipoint antennas in a cellular phone is now a new target for antenna engineers [11]. However, if the design of well-matched internal PIFAs colocated on the same PCB seems to be a reasonable task [12], improving their isolation remains a big challenge, especially at frequencies where the phone chassis and its surroundings are contributing

to the radiation mechanism [11], [13][14]. Moreover, even if a multimode radio front-end module already exhibits an acceptable isolation between its outputs, decreasing the antenna's mutual coupling remains absolutely necessary to ensure that less power is lost in the other radiators and, thus, the total efficiencies are maximized [11], [15], [16].

Only a few papers simultaneously focus on these two specific problems: PIFAs placed on the same finite-sized ground plane, working in very close frequency bands [17], [18]. In these two papers, the authors are evaluating the isolation between identical PIFAs located at different positions on a mobile phone PCB for multiple-input multiple-output (MIMO) systems purpose but reduction methods of the mutual coupling are not investigated. In fact, the most interesting publications may be basically divided in two categories: antennas above an infinite or large ground plane and antennas above a small ground plane. In the first group, the physical causes of the mutual coupling between two identical rectangular microstrip antennas are experimentally studied in [19] and theoretically analyzed in [20]; however, the antennas are half-wavelength types. Papers [21], [22] describe the evolution of the S_{21} parameter of two PIFAs working at the same frequencies, when changing their orientations and spacing. In the second category, the association of two identical PIFAs on the same PCB had been accomplished in [12] and [23], but these works rather concentrates on the effect of smart antenna systems on the specific absorption rate. Other investigations of the antenna coupling on a finite-sized ground plane have also been presented, but the radiators are monopole-type [24]–[27] or L-bent patches [29]; the frequency separation between the bands of interest is quite large [11], [24], [26], [28], [30]–[32] or the purpose of the study is MIMO applications [25], [27]. Among all these publications, a few give efficient solutions to improve the isolation between the radiating elements. For example, one solution often reported consists in moving the antennas with different orientations around the PCB [17], [18], [24], [32]. The best isolation values are always found when the antennas are spaced by the largest available distance on the PCB, i.e., one at the top edge and the other at the bottom. In [27] and [28], the authors propose to modify the shape of the PCB by either inserting a slot or building a protruding T-shape extension [25]. A recent study of two closely positioned antennas radiating in radiocommunication standards with a large frequency separation (GSM/DCS and WLAN) has shown that it was beneficial to place their shorting strips facing each others [26]. Another solution reported in [30], where two thin PIFAs are, respectively, working on a typical mobile phone

Manuscript received September 18, 2005; revised February 27, 2006.

The authors are with the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications Université de Nice, Sophia Antipolis/UMR-CNRS 6071, 06560 Valbonne, France (e-mail: aliou.diallo@unice.fr; cyril.luxey@unice.fr).

Color version of Fig. 11 is available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2006.883981

PCB in the GSM900 and DCS1800 bands, consists in inserting high-Q-value lumped LC components at the feeding point of one antenna to achieve a blocking filter at the resonant frequency of the other. This solution gives significant results in terms of decoupling and efficiency but strongly reduces the frequency bandwidth. A mix of those two previous methods was recently presented in [11] where a GPS monopole antenna is mounted on the dielectric side of a GSM850/PCS1900 PIFA. The maximum isolation is achieved when optimizing the length and the position of the GPS monopole concurrently with the help of a tuning inductor–capacitor chip. If the isolation is clearly increased, the lumped components are causing additional losses, which in turn strongly impact the total efficiencies. Finally, a promising solution, applied to reduce the mutual coupling between two half-wavelength microstrip patches above an infinite ground plane, has been recently reported in [20]. The idea is to insert several shorting pins between the patch and its ground plane to carry out conduction currents that will compensate for the polarization currents originating from the dielectric. The new structure belongs to the class of artificial dielectrics, bandgap materials, or metamaterials [33], with their associated drawbacks as strong bandwidth and gain reductions.

In this paper, we propose several ways to decrease the mutual coupling between two PIFAs respectively radiating in the DCS1800 and UMTS bands and positioned on the top edge of a PCB representative of a typical mobile phone ($100 \times 40 \text{ mm}^2$). In the second section, each antenna is separately designed with the help of the IE3D method of moments (MoM)-based commercial software [34] to radiate in the chosen frequency band. In the third section, the PIFAs are associated on the same PCB and the mutual coupling is studied when their positions are varied along the top edge. In these simulations, the width and the length of the circuit board are progressively increased and the effects on the isolation are carefully processed and analyzed. Finally, in the fourth section, we propose two methods to reduce the mutual coupling. They consist in inserting a suspended transmission line between the PIFAs shorting and/or feeding points. The effects of the width and the length of this microstrip link are also investigated. In all these sections, several prototypes are fabricated and their overall performances measured and compared with simulation results to validate our proposed solutions.

II. DESIGN OF THE DCS AND UMTS PIFAS

The two PIFAs were designed on a separate ($100 \times 40 \text{ mm}^2$) ground plane. Each antenna was made of a main plate fed by a 1-mm-wide metallic strip. For the quarter-wavelength characteristic, this plate was connected to the ground by a shorting strip having a width of 1 mm. Employing a shorting strip instead of a plain shorting wall is used to reduce the overall length of a PIFA. The air thickness between the radiators and the ground plane was set to 8.5 mm. This is an average height used for most commercial handset antennas. Each radiator was positioned on the top edge of the PCB due to the fact that positions in the middle of its length are traditionally filled with various electronics components. Having the short-circuit and the feed at the edge of the chassis is far from being a drawback; it has even been shown to be beneficial for a larger antenna's effective size and

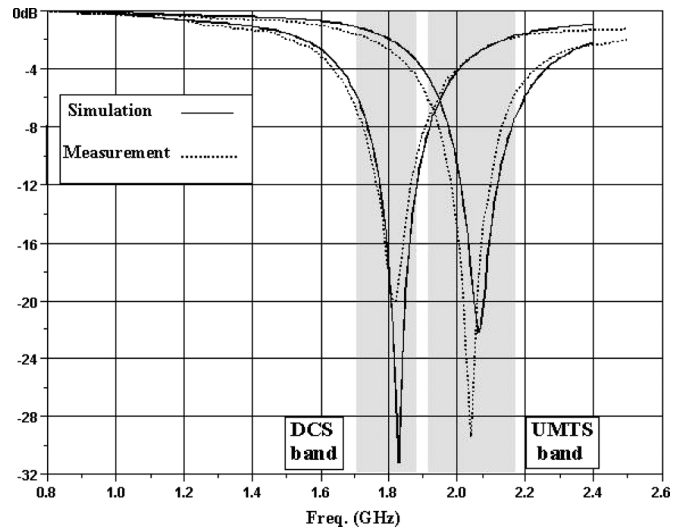


Fig. 1. Simulated and measured return losses of the DCS and UMTS PIFAs.

an efficient antenna-chassis combination for maximum bandwidth [13], [14]. The battery and other electrical components like a vibrator, a camera, or a polyphonic speaker were not included in our model. The goal of the DCS antenna was to cover the 1710–1880 MHz band with the best return loss as possible while the UMTS antenna had to cover the 1920–2170 MHz band with the same requirement. The following analytical formula was used as a starting rule to determine the lengths of the quarter-wavelength patches (f_r = resonant frequency of the PIFAs, c = velocity of light in free space, L = length of the plates, and H = height of the PIFAs):

$$f_r = c/4(L + H). \quad (1)$$

These lengths were found to be 33.3 mm at 1795 MHz and 28.3 mm at 2040 MHz. Next, the widths of the PIFAs as well as the feeding and the shorting strips positions were fine-tuned with the help of the IE3D electromagnetic software. In such a quarter-wavelength structure, the antenna's impedance can easily be matched to 50Ω by an appropriate choice of the short/feed spacing. The optimized radiators were simply rectangular: $30.5 \times 10 \text{ mm}^2$ for the DCS and $26.7 \times 8 \text{ mm}^2$ for the UMTS. The small differences with the theoretical lengths come from the fact that this simple formula does not take into account the use of a shorting strip instead of a plain shorting wall as well as the effects of the finite-sized PCB instead of an infinite ground plane. Two antenna prototypes were fabricated using a 3-mm-thick nickel silver material (Cu, Ni, Zn, conductivity $\sigma = 4.10^6 \text{ S/m}$). This alloy is quite well adapted to being worked on through computerized milling machines. One (SMA) connector was soldered on each feeding strip. The layouts of the PIFAs are not shown in this section, but the simulated and measured return losses are presented in Fig. 1. A very good agreement is seen between these curves. It can be observed that the measured return loss of the DCS antenna is better than -7 dB in the 1710–1880 MHz band, and the UMTS measured reflection coefficient is better than -6 dB for 1910–2180 MHz (a return loss less than -6 dB is usually considered as an acceptable value in most mobile communication devices). The computed

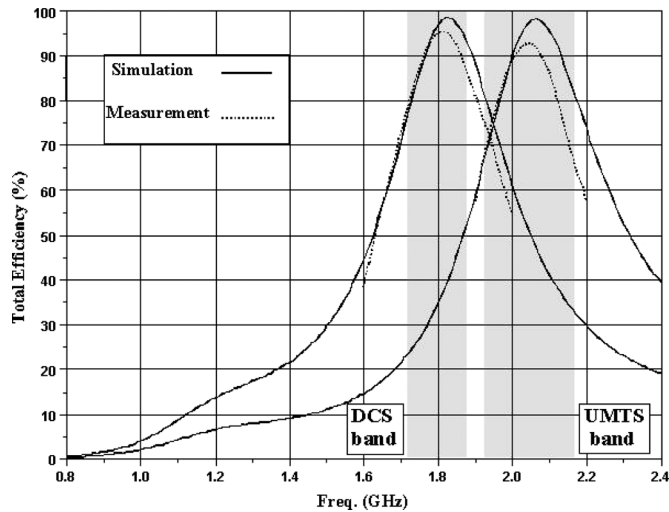


Fig. 2. Simulated and measured total efficiencies of the DCS and UMTS PIFAs.

(IE3D) and measured total efficiencies are depicted in Fig. 2. The radiation efficiencies have been measured with a homemade Wheeler Cap setup. The simulated maximum total efficiencies are slightly better than 98% for both antennas while the measurements are, respectively, 95.4% and 93% for the DCS and UMTS PIFAs. These values will hereafter serve as references when comparing with the efficiencies of the next antenna-system designs.

III. ASSOCIATION OF THE ANTENNAS AND STUDY OF THE MUTUAL COUPLING

A. Association of the Antennas on the Same PCB

The two PIFAs were then placed together on the top edge of the PCB with their own feed denoted as port 1 for the DCS element and port 2 for the UMTS [Fig. 3(a)].

Several arrangements are possible considering which feeding or shorting strips are facing. We first choose to position both shorting strips in front of each other as this configuration is experimentally known to generate better isolation between the antennas [21], [22], [26], [31]. A top view of the structure is shown in Fig. 3(b) with the origin of the coordinates taken on the left corner of the PCB $(x, y) = (0, 0)$. The antennas are edge-to-edge spaced by $d = 18$ mm with their DCS and UMTS feeding strips, respectively, located at $(x = 2$ mm, $y = 5$ mm) and $(x = 38$ mm, $y = 5$ mm). Comparing with simulations from section I, this association of the antennas on the same PCB resulted in small frequency shifts of both PIFAs' resonances (less than 5%) without any degradation of their bandwidths. This kind of behavior was also reported in [21]. A prototype of this antenna system was fabricated using nickel silver material. The measurements were done with the SMA outputs of the DCS and UMTS PIFAs simultaneously connected to ports N°1 and N°2 of a vector network analyzer via coaxial cables circled by ferrite chokes. For each antenna, the simulated and measured reflection coefficients are shown in Fig. 4, as well as their isolation. A very good agreement is seen between all these curves.

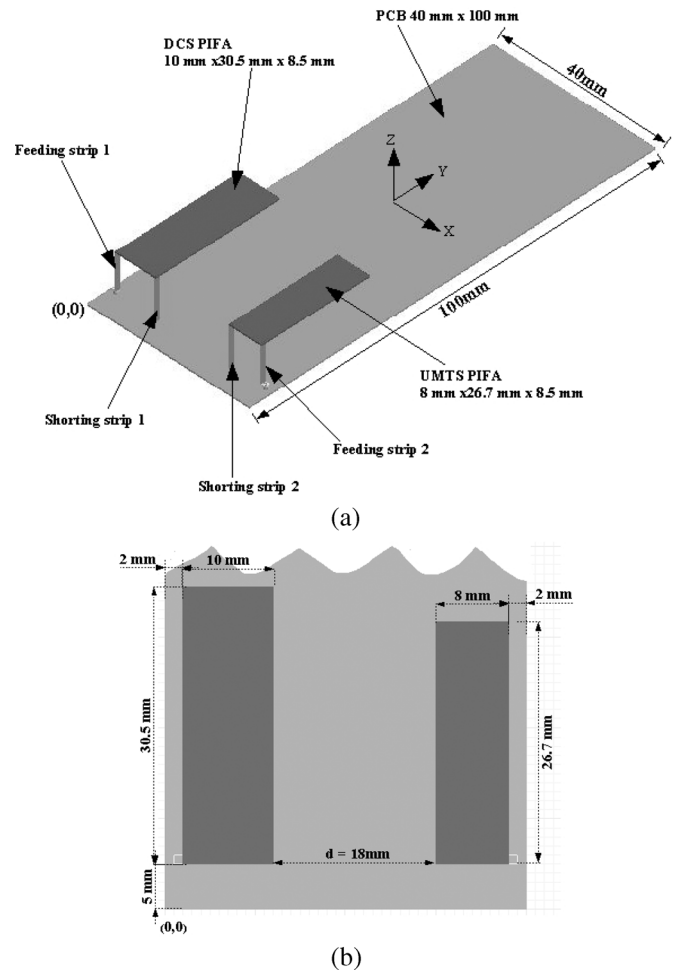


Fig. 3. Arrangement of the DCS and UMTS PIFAs on the same PCB. (a) three-dimensional view and (b) top view.

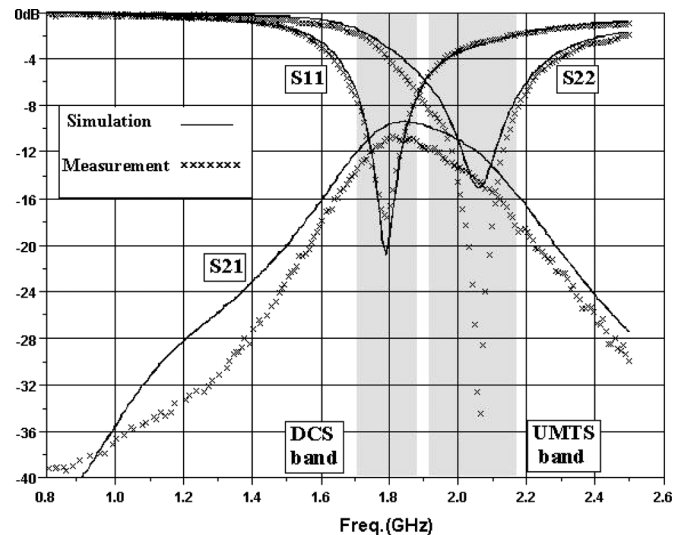


Fig. 4. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when shorting strips are facing ($d = 18$ mm).

The magnitude of the measured S_{21} parameter reaches a maximum of -10.6 dB at 1.81 GHz (minimum isolation) where the S_{11} and S_{22} curves are approximately crossing.

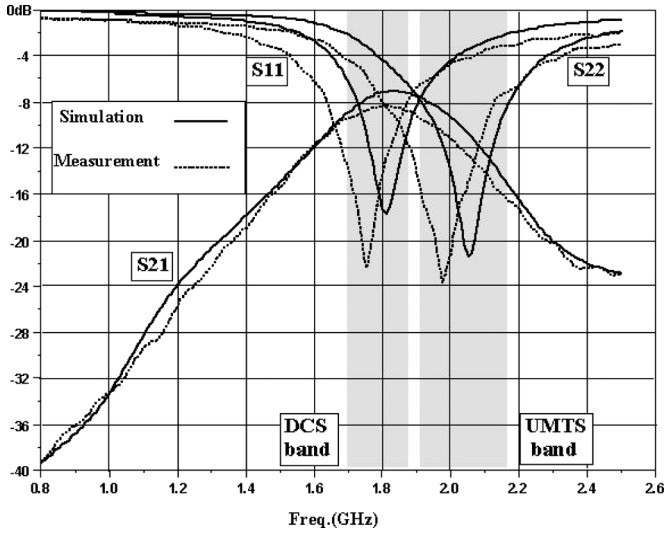


Fig. 5. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when feeding strips are facing ($d = 18$ mm).

These results are consistent with the data reported in [12], [17], [18]. They are even better if we take into account that our antennas are only separated by a distance of $0.11 \lambda_0$ and located on a $0.62\lambda_0 \times 0.25\lambda_0$ ground plane. This comes from our careful design where the PIFAs are simultaneously positioned on the top edge of the PCB with their shorting strips facing, which is not the case in the aforementioned papers. However, to verify that this PIFA configuration on a small ground plane is the one giving the best isolation level, we simulated, fabricated, and measured the same antenna system with their feeding strips facing. For both PIFAs, the matching goal was easily obtained when replacing the feed by the short-circuit and vice versa. The scattering parameters are presented in Fig. 5.

A small discrepancy can be seen between the simulation and measurements of both reflection coefficients. These 3.5% frequency shifts are attributed to the manufacturing tolerance errors, especially the non perfect flatness of the PIFAs: no foam material was used to support the rectangular plates. Nevertheless, the return losses are satisfying the DCS and UMTS standard requirements. The most important information is given by the maximum measured level of the S_{21} parameter (-8.3 dB at 1.8 GHz), which is 2.3 dB higher than the one obtained with the previous prototype (-10.6 dB). The two other PIFAs combination (feeding strip N°1 facing shorting strip N°2 and vice versa) were simulated and shown similar S_{21} values as the one seen in Fig. 5. The best antenna arrangement clearly seems to be the one where the shorting strips are facing, which follows the observations made by several authors [21], [26], [31]. Back to this configuration, we present in Fig. 6 the calculated and measured total efficiencies of the PIFAs.

The simulation curves have been computed using (2) and (3) according to the definition given in [35]. The radiation efficiencies η_{ray} and the S_{ij} parameters were obtained through IE3D

$$\eta_{tot1} = \eta_{ray1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (2)$$

$$\eta_{tot2} = \eta_{ray2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2). \quad (3)$$

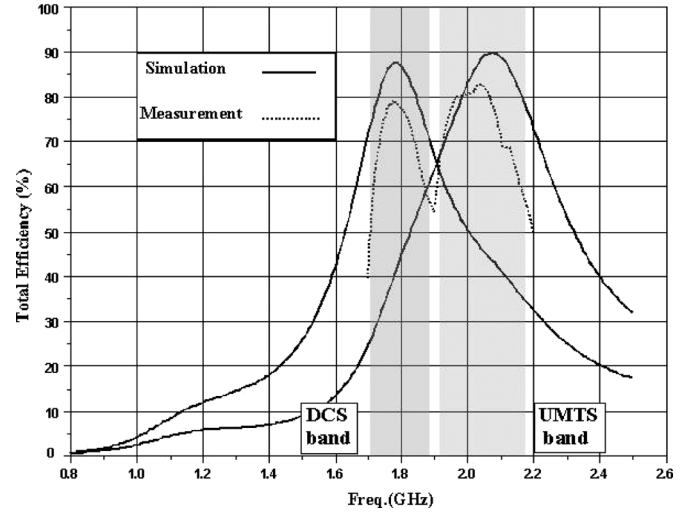


Fig. 6. Computed and measured total efficiencies of the DCS/UMTS PIFAs arrangement when shorting strips are facing ($d = 18$ mm).

The measured radiation efficiencies have been obtained with a Wheeler Cap setup with the following procedure: only one port was excited at a time and the other was terminated by a discrete 50Ω load screwed to the SMA connector. The measured total efficiencies are deduced using the measured radiation efficiencies and the measured S_{ij} parameters. It can be seen in Fig. 6 that the DCS and UMTS simulated maximum efficiencies are, respectively, 10.5% and 9% lower than those obtained with the antennas alone on the PCB (98%). This can be easily explained when looking at (2) and (3): high values of S_{21} and S_{12} are inherently leading to the degradation of the total efficiencies. The power flowing in the loaded PIFA is not radiated by the antenna system. In order to make the PIFAs more efficient, one needs to correctly decouple them, that is, maximizing their isolation. A moderate agreement is seen between the computed and measured curves in Fig. 6. In comparison with the measurement errors found in Fig. 2 (less than 5%), this is attributed to the insertion of a second SMA connector and a discrete load in the Wheeler cavity. These metal elements are suspected to slightly modify the electromagnetic fields in the cavity and to increase the overall losses. The radiation patterns are not shown here, but the main polarization of the electric field of both antennas was found to be nearly vertical and omnidirectional in the horizontal plane of the PCB.

B. Study of the Mutual Coupling

1) *Simulations and Measurements:* To further analyze the origin of the mutual coupling, we studied the evolution of the isolation when moving the PIFAs on the PCB. Regarding the restrictions imposed from mobile phone manufacturers, there are only few areas where the antennas can be positioned, and this is usually on the top edge of the PCB. Considering this constraint, we simulated and realized several configurations with the PIFAs located close to each other. During these operations, the radiator's dimensions remained fixed; only the distance between the feeding and shorting strips was allowed to be adjusted to keep the resonances without any shift plus the absolute frequency bandwidth unchanged. First, the DCS PIFA was kept at its initial place, and we progressively reduced the gap d from 18

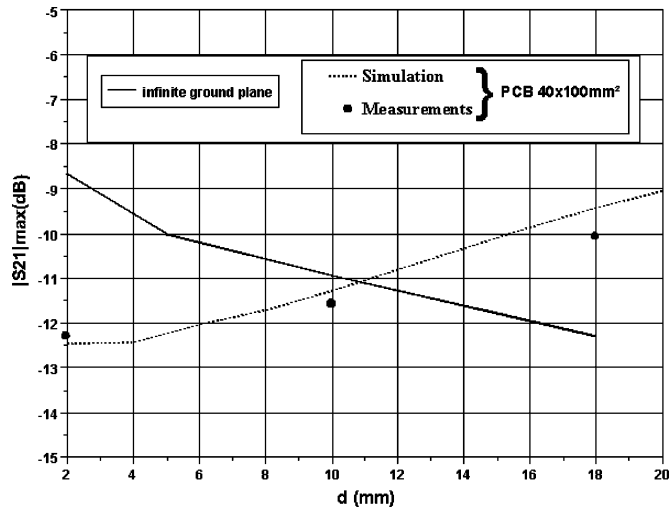


Fig. 7. Simulated and measured maximum S_{21} versus spacing d of the PIFAs arrangement when the shorting strips are facing for a $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB and an infinite ground plane.

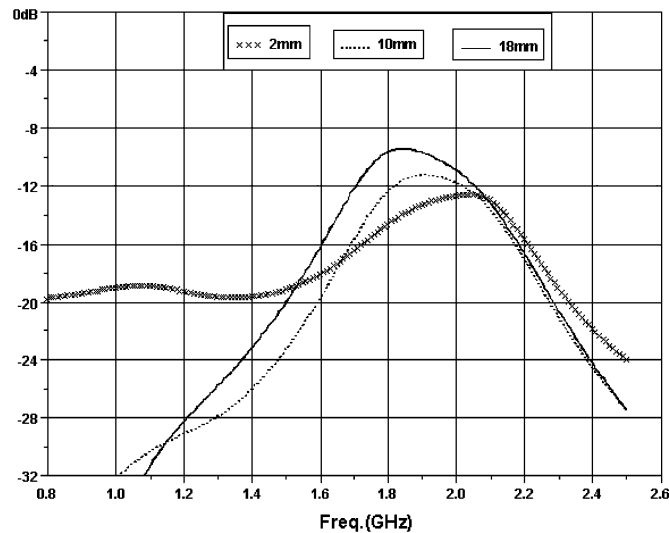


Fig. 8. Simulated S_{21} parameter versus frequency of three PIFAs arrangements with different spacing d .

to 2 mm (0.11 to $0.013 \lambda_0$). This corresponds to bring closer the UMTS antenna [Fig. 3(b)]. This move resulted in a 4% downshift of both resonance frequencies. This is attributed to the increase of the total capacitance of the antenna system when the PIFAs are getting closer. The evolution of the simulated S_{21} parameter differs from the expectations as the maximum isolation is improved by 3 dB when the UMTS PIFA is close to the DCS antenna (Fig. 7). Even if the isolation improvement is only 3 dB, this unexpected behavior is clearly not consistent with other published results where the mutual coupling always increases when the gap between the antennas decreases [17], [19], [20]–[24].

The results obtained with the measurements of three different prototypes ($d = 18, 10,$ and 2 mm) confirm this behavior. The mutual couplings versus frequency of these antenna systems are presented in Figs. 8 and 9. A good agreement is observed between the simulated and measured curves even if small discrepancies occur at low frequencies. It is assumed to be due to the

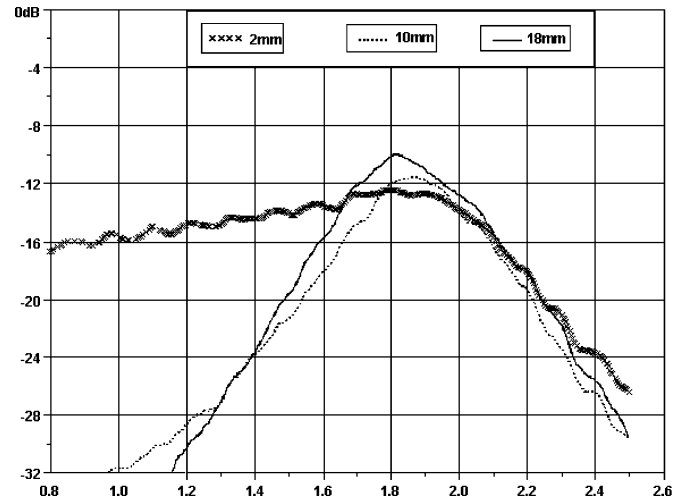


Fig. 9. Measured S_{21} parameter versus frequency of three PIFAs arrangements with different spacing d .

magnetic coupling between the choked coaxial cables, which are electrically very close in the GSM band. The measured maximum isolation values of these configurations are also represented in Fig. 7 by circle dots. These measurements are clearly validating that the PIFAs arrangement on a $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB with a 2 mm gap provides an isolation value 3 dB higher than the configuration with a 18 mm spacing.

Additional simulations with the same antennas positioned on an infinite ground plane have been performed to give an insight about this assumption (Fig. 7). We can observe a familiar behavior with a decrease of the isolation when the antennas are getting nearer [17], [19], [20]–[24]. For closely spaced PIFAs on the PCB, the mutual coupling is 3 dB lower than the one on the infinite ground plane. This is again unexpected as the PCB is partially radiating around 1.8 GHz while the infinite-sized ground plane is not. This phenomenon is interchanging for a spacing d of 11 mm ($0.07 \lambda_0$). These simulations demonstrate that the size of the ground plane has a significant impact on the S_{21} parameter. Specific ground plane dimensions are certainly able to generate very different isolation values. To understand what is happening between these two limit cases, we performed simulations with several ground planes having intermediate dimensions. The two PIFAs were kept at the top edge of the $100 \times 40 \text{ mm}^2$ PCB but positioned in the middle of its 40 mm width. For two antenna gaps (2 and 18 mm), we progressively extended the bottom length of the PCB and/or symmetrically its width, to reach a sufficiently large ground plane size ($200 \times 80 \text{ mm}^2$).

From Fig. 10, it can be noticed that the maximum value of the isolation is slightly modified when the closest PIFAs are now positioned in the middle of the PCB width (-13.4 dB instead of -12.5 dB in Fig. 7). The mutual coupling does not seem to be very sensitive to the length of the PCB (cases 1 to 5), but as the width increases from 45 to 60 mm, the isolation gets worse for close PIFAs and better for the antennas spaced by 18 mm (cases 6–7). Regarding the isolation issue, this would indicate that the width of the PCB is actually the most important parameter of the antenna system. Unfortunately, the size of this ground plane is usually fixed at the initial stage of the design of a mobile phone and then unchangeable.

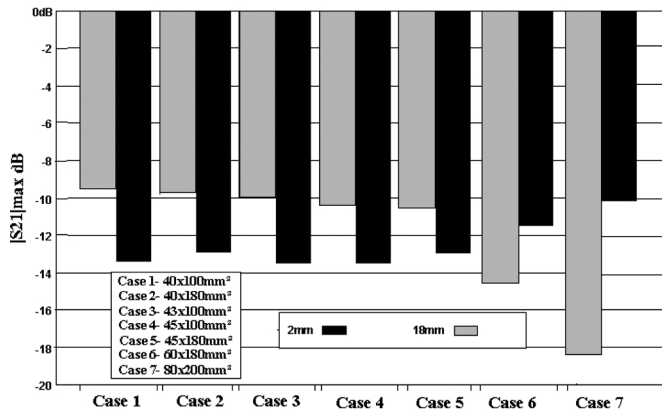


Fig. 10. Simulated maximum S_{21} versus d of the PIFAs' arrangement for different ground plane sizes.

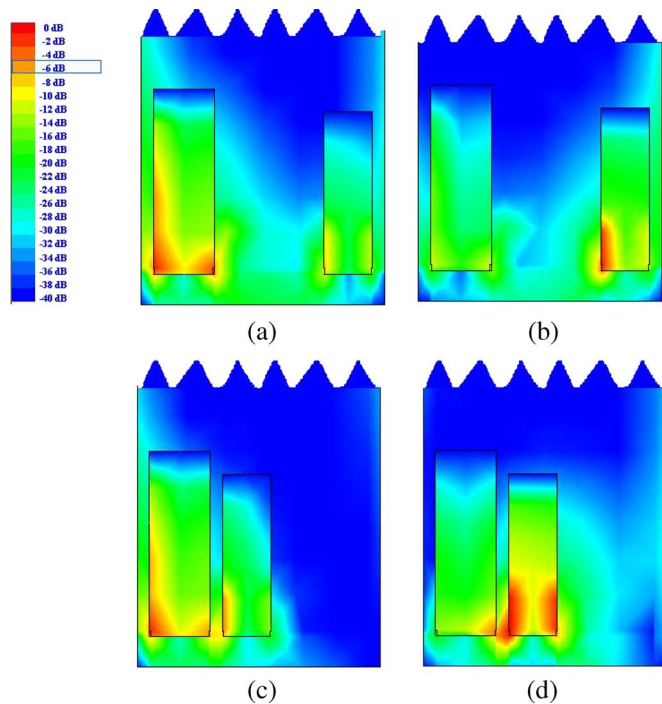


Fig. 11. Simulated surface-current distributions of the PIFAs arrangement at 1.86 GHz. The range of the color scale is 40 dB in 2 dB steps. (a) $d = 18$ mm, DCS antenna excited (maximum $S_{21} = -9.5$ dB); (b) $d = 18$ mm, UMTS antenna excited (maximum $S_{12} = -9.5$ dB); (c) $d = 2$ mm, DCS antenna excited (maximum $S_{21} = -12.5$ dB); (d) $d = 2$ mm, UMTS antenna excited (maximum $S_{12} = -12.5$ dB).

2) *Discussion:* Only few authors have already tried to explain the causes of the electromagnetic coupling between close PIFAs located on a finite ground plane. One approach is to draw the intensity of the excited surface-current distributions of the antenna and the circuit board and analyze their magnitude levels at the feeding ports [24], [32]. In Fig. 11, we excited the DCS antenna at 1.86 GHz while the UMTS PIFA was terminated to a 50Ω load (a, c) and vice-versa (b, d). The excited antenna induces surface currents on the terminated non-excited PIFA. Direct correlation between the hot spots and the maximum mutual coupling value is really difficult to observe: in both cases, the

magnitude levels of the induced currents on the feeding port of the non excited PIFA seem to be nearly equal when the antennas are 2 mm or 18 mm spaced. On the shorting strips, we even reveal much stronger currents when the antennas are closer. Unlike [24] and [32], it can be concluded that this approach does not help us to explain why the isolation is better when the PIFAs are 2 mm spaced. According to [20], a second approach on an infinite ground plane consists to consider that the mutual coupling between half-wavelength patches is made of a combination of the near-field coupling, the far-field coupling, plus the contribution of the surface waves. In our case, the surface wave coupling is not involved. Moreover, in our case, due to the finite-sized ground plane case, the coupling phenomenon is even more complicated with the combination of all these original effects plus the contribution of the PCB. One solution to find which coupling is predominant could be the same as the one employed in [20]: looking at the decrease of the S_{21} parameter when the distance between the antennas is doubled. A -6 dB value will support for a predominant far-field coupling while -12 or -18 dB will prove that the near-field coupling is dominant. However, looking at the finite-sized ground plane case in Fig. 7 cannot help us, as the S_{21} parameter increases when the gap between the PIFAs becomes larger.

The explanation of our unexpected behavior comes probably from [20], where the authors, to reduce the mutual coupling between patches, insert several shorting posts underneath the microstrip patch to create counterphased conduction currents and thus compensate for the original polarization and conduction currents. In our case, the problem is more complicated. The mutual coupling comes from the currents and voltages on the PIFAs but also from the currents flowing on the PCB (no polarization currents exist). In addition, it is mainly the radiator element that generates most of the field at distances very close to the antenna structure [37]. It is so believed that bringing closer the PIFAs leads to a strong magnetic coupling due to the surface currents flowing on each shorting strips. These currents are probably cancelling each other when generating the near field of the antenna system.

3) *Summary:* In this section, several antenna configurations have been investigated and important observations have been noticed. Some assumptions have been made to explain why two closely spaced PIFAs, positioned on a small PCB, radiating in the DCS and UMTS bands exhibit an isolation which is 3 dB higher than the same PIFAs spaced by a larger gap on the same circuit board. Due to the conduction currents, the PCB, and antenna dimensions, it appears that a more or less strong magnetic coupling may occur when the shorting or the feeding strips of the PIFAs are facing each other. More research on this aspect is required before drawing final conclusions and making it a general result. We do believe that the unexpected behavior seen in our arrangement specifically comes from the whole dimensions of our antenna system as well as the employed antennas solution and the working frequencies. At this stage, the best isolation value obtained previously is not sufficient for a competitive multi-antenna system, and we tried to improve the mutual coupling by implementing several solutions, still keeping the PIFAs at the top edge of the PCB.

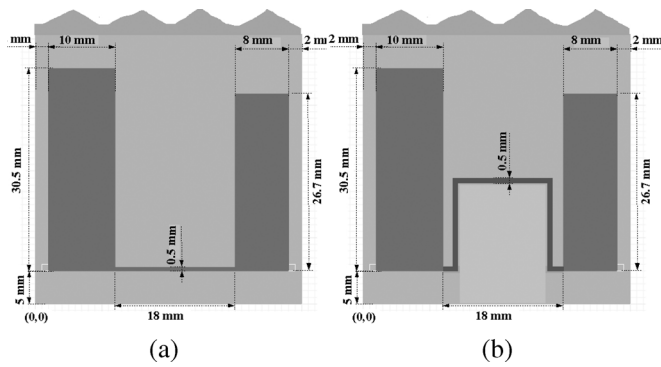


Fig. 12. Top view of the arrangement of the PIFAs on the PCB when the feeding strips are facing and linked by a 0.5 mm width suspended line. (a) line length = 18 mm and (b) line length = 47 mm.

IV. REDUCTION OF THE MUTUAL COUPLING

A. First Method With Feeding Strips Facing

The idea was to compensate for the existing complex electromagnetic coupling of the structure by introducing an opposite coupling. It was supposed that this could be done by linking the two antennas by a suspended microstrip line, positioned at the same height as the antennas. Several simulations were conducted to find the optimal location of this line. First, it was found that it had to be connected in a low impedance area of the PIFAs, i.e., far away from its open end (where the voltage and the charges are maximum [21]), more in the vicinity of the feeding and the shorting strips where the currents have the highest intensity. These locations should not affect the frequency resonances and the bandwidths of the antennas. An attempt was made by positioning the PIFAs with their feeding strips facing each other and linking them by a $18 \times 0.5 \text{ mm}^2$ line [(Fig. 12(a))]. A small frequency shift up (less than 4%) was observed during this operation without any degradation of the bandwidths. This phenomenon is mainly due to the impedance, not high enough, presented by the series combination of the link and the other PIFA.

The simulation result of this case is presented in Fig. 13(a). It is obvious that the microstrip link can significantly reduce the S_{21} parameter, especially at a specific frequency where a deep null is observed. Even if the S_{21} parameter curve exhibits an LC-resonant circuit shape, the line acts like a neutralization device by picking up a certain amount of the signal on the UMTS feeding strip and bringing it back to the DCS PIFA producing an opposite coupling to the existing one. The question is how to pick the correct (current intensity) signal on one antenna and reinject it to the other so that the isolation is maximized. We studied the evolution of the mutual coupling as a function of the width and the length of the link. Fig. 12(b) presents the geometry of one of the simulated cases with a $0.5 \times 47 \text{ mm}^2$ line. Simulation results when the length of the link is varied from 18 to 47 mm while keeping the width at 0.5 mm are presented in Fig. 13(a). Simulation curves when the width of the link is varied from 0.1 to 2 mm while keeping the length at 18 mm are presented in Fig. 13(b). The width and the length of this line are found to have a great influence on the shape of the curves. Particularly, the notch observed on the mutual coupling can be

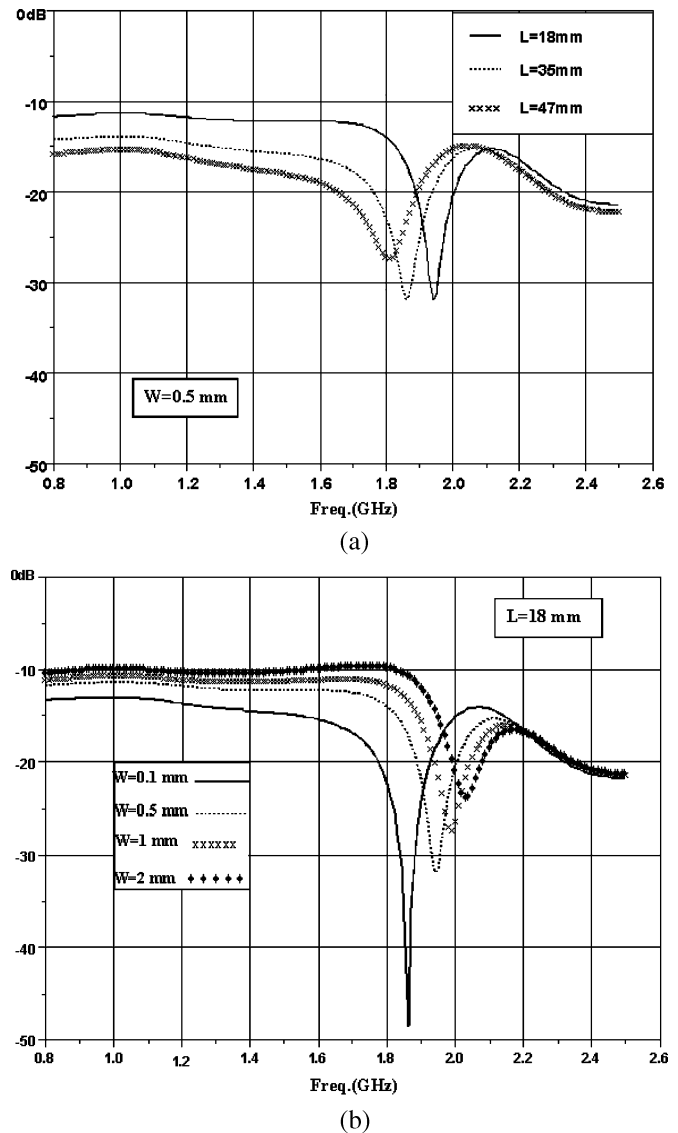


Fig. 13. Simulated S_{21} parameter versus frequency of the PIFAs arrangement with a feed-feed microstrip link. (a) $W = 0.5 \text{ mm}$, length is varied; (b) $L = 18 \text{ mm}$, width is varied.

moved toward the low frequencies when the length of the line increases or when its width decreases (which corresponds to increase the characteristic impedance of the line). It is assumed that a good combination of these parameters will achieve a low mutual coupling at a chosen specific frequency.

To validate this concept, we fabricated one prototype with the two PIFAs linked by an $18 \times 0.5 \text{ mm}^2$ microstrip line. The simulated and measured scattering parameters versus frequency are shown in Fig. 14. A very good agreement is found between all these curves. It can be observed that both antennas achieve a good matching and a very high isolation value around 1.95 GHz. The computed isolation improvement is around 22 dB, while the measured is 34 dB. Considering its simplicity, this enhancement represents a very large advance in antenna decoupling on small ground planes and seems to be very interesting as a low-cost and efficient solution without the loss effects that a LC filtering component would produce [11], [30]. However, by carefully looking at Fig. 14, one can see that the isolation is not improved on the

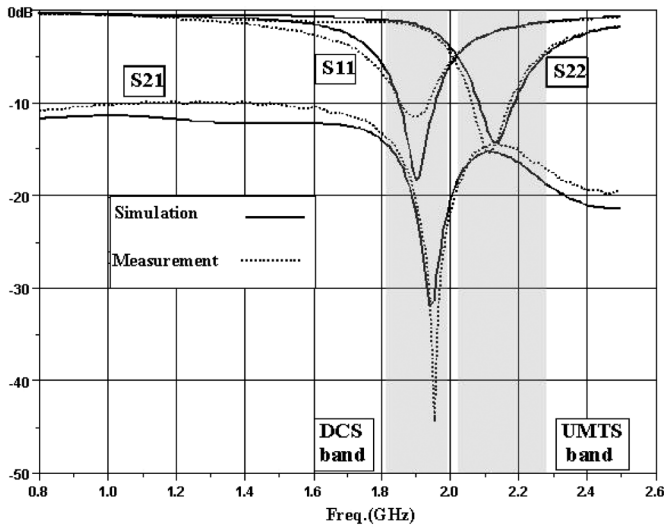


Fig. 14. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the PIFA arrangement when the feeding strips are facing and linked by a suspended microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

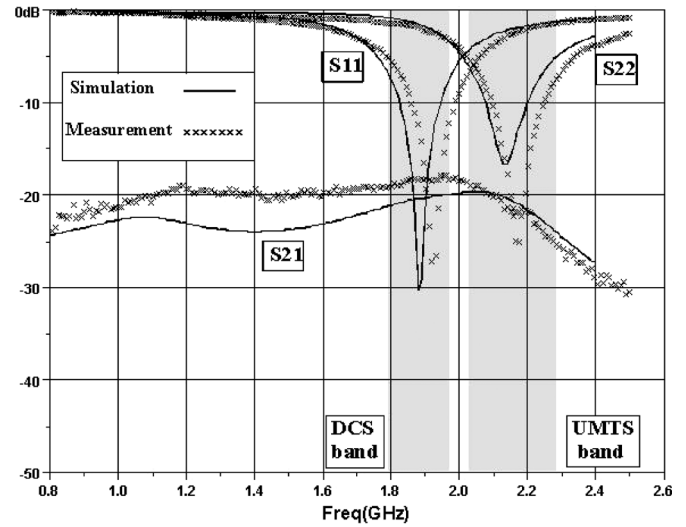


Fig. 16. Simulated and measured S_{11} , S_{22} , S_{21} of the PIFA arrangement when the shorting strips are facing and linked by a suspended microstrip link ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

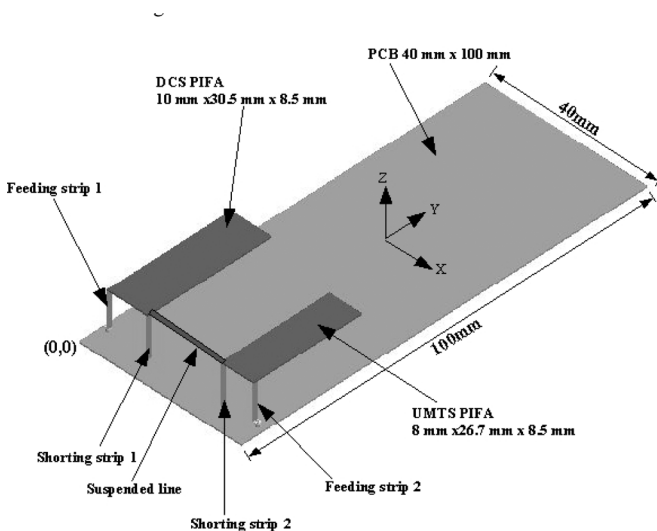


Fig. 15. Arrangement of the PIFAs on the PCB when the shorting strips are facing and linked by a suspended microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

whole bandwidth of the antennas. This observation motivated the research of other configurations.

B. Second Method With Shorting Strips Facing

Three other linking configurations were investigated: the shorting strip of the DCS antenna to the feeding strip of the UMTS PIFA, the symmetrical arrangement, and the link of both shorting strips of the PIFAs. The short-feed links gave similar curve shapes as the one observed in the previous section, but the short-short structure showed different performances. We fabricated and tested the antenna system shown in Fig. 15 where the shorting strips of the PIFAs are facing and the microstrip link is 0.5 mm wide and 18 mm long.

This operation resulted in a slight detuning of both resonant frequencies without any degradation of the bandwidths. The simulated and measured scattering parameters are shown in

Fig. 16. A very good agreement is found between all these curves. Instead of having a deep null in the center of the operating bandwidths, the S_{21} parameter exhibits now a flat shape with a magnitude level always below -20 dB. Considering the results of the initial structure (Fig. 4), a minimum improvement of 10 dB is seen on the whole bandwidth. Such isolation is usually acceptable for most practical applications [26]. The comparison of this value with the deep notch found for the feed-feed strips arrangement should lead to the false conclusion that this structure provides a lower reduction of the mutual coupling, but the first reduction solution achieves a deep notch at a specific frequency point and only high isolation values on a very small frequency band.

Here again, the line acts like a neutralization device and it is somewhat difficult to explain why the isolation behavior is different from the other arrangements. However, our reasoning is as follows. Positioning the line on the shorting strip, i.e., in a very low impedance area of the PIFA, and ending it in an area with the same behavior, consists to pick some amount of the signal via a kind of inductance divider. In these areas of the PIFAs, the inductances are low, as are the voltages: the impedance does not vary so much with frequency and it is already the same for the amplitude and the phase of the picked signal. This is probably why the neutralization effect introduced by the link is efficient on a large frequency bandwidth. In the first method, the line was nearly positioned on the 50Ω impedance point of both PIFAs. This impedance is far from being constant when the frequency is varied: the amplitude and the phase of the picked signal are also following these variations. This is the main reason about the efficiency of the neutralization effect of the link only at a specific frequency point. We conducted a parametric study where the width and the length of the link of the structure shown in Fig. 15 were progressively varied. All the simulated cases achieved the same flat shape of the S_{21} parameter curve as the one encountered in Fig. 16. The maximum isolation values obtained in the bandwidth of interest are presented in Fig. 17 versus the length of the line, for different widths.

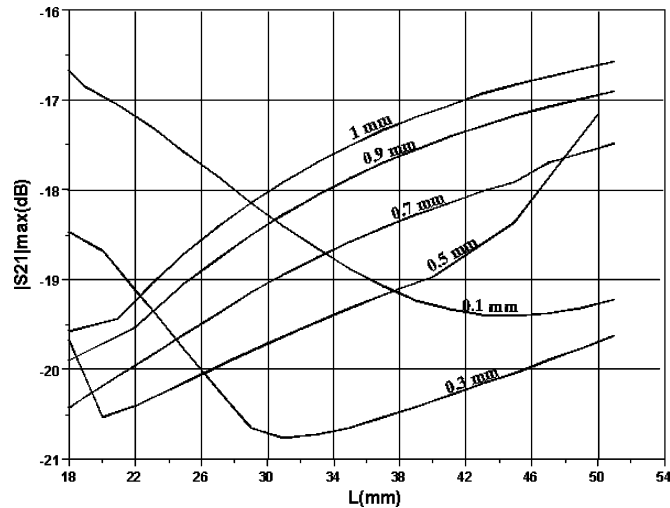


Fig. 17. Simulated maximum S_{21} of the PIFAs arrangement with the shorting strips linked via a microstrip line with different lengths and widths.

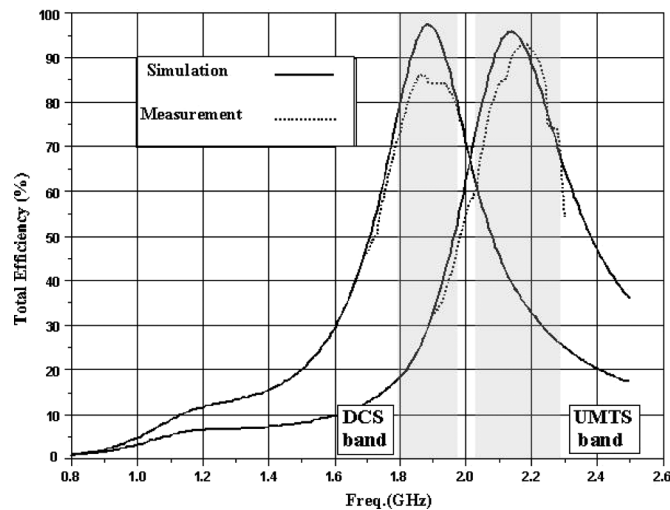


Fig. 18. Simulated and measured total efficiencies of the PIFAs arrangement when the shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm).

It can be seen that some combinations of width and length are leading to minima, which indicates that a good combination of these parameters will achieve better mutual couplings on the whole bandwidth. Particularly, an optimum isolation of -20.8 dB was found for a 30.5×0.3 mm² microstrip line.

Back to the prototype presented in Fig. 15, we computed and measured the total efficiencies of both antennas (Fig. 18). The simulation data have been calculated using (2) and (3). The total efficiencies have been computed with the procedure described in Section III. Good agreement can be seen between simulated and experimental curves except a small discrepancy on the maximum efficiency level of the DCS PIFA (97.8% simulated, 86% measured). The UMTS simulated and measured maximum total efficiencies are, respectively, 95.8% and 93%. As expected, the total efficiencies are now improved as the mutual coupling mechanism is compensated and hence, the isolation between the PIFAs is maximized. Considering the same antenna configuration without the microstrip link, the absolute simulated efficiencies improvements seen on the maximum are,

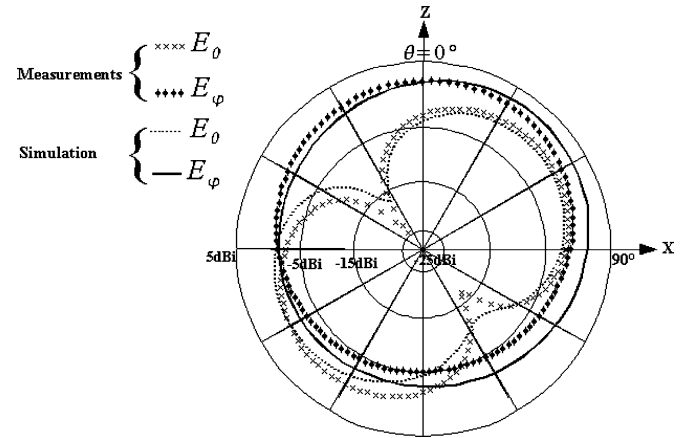


Fig. 19. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFA arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). DCS antenna is radiating, UMTS antenna is loaded, $\varphi = 0^\circ$ (xOz plane).

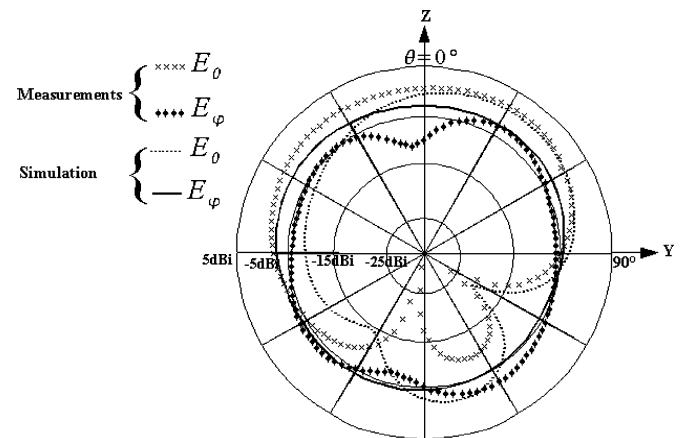


Fig. 20. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFA arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). DCS antenna is radiating, UMTS antenna is loaded, $\varphi = 90^\circ$ (yOz plane).

respectively, 10% and 15.8% for the DCS and UMTS bands. The simulated maximum total efficiencies are now nearly equivalent to those of the same PIFAs positioned alone on the PCB (Fig. 2). The measured improvements are around 7% in DCS and 10.5% UMTS. The gain radiation patterns of this antenna system are shown in Figs. 19–22. They have been measured with one PIFA excited and the other terminated to a 50Ω load. This is commonly referred to as an embedded element pattern for antenna arrays [16].

Note that these radiation patterns are obtained when the $|S_{11}|$ of each PIFA is minimum, and therefore the simulated patterns are at 1.88 and 2.13 GHz while the measured are at 1.92 and 2.17 GHz. All the simulated and measured gain radiation patterns are in good agreement considering the difficulty to completely remove the experimental ripples. These ripples come principally from our measurement setup, especially from the radiation contribution of the feeding cable of the PIFA. In small unbalanced antenna measurements, it is usually difficult to efficiently choke the feeding cable to avoid currents flowing on its outer part. Moreover, these cables are very difficult to maintain perfectly

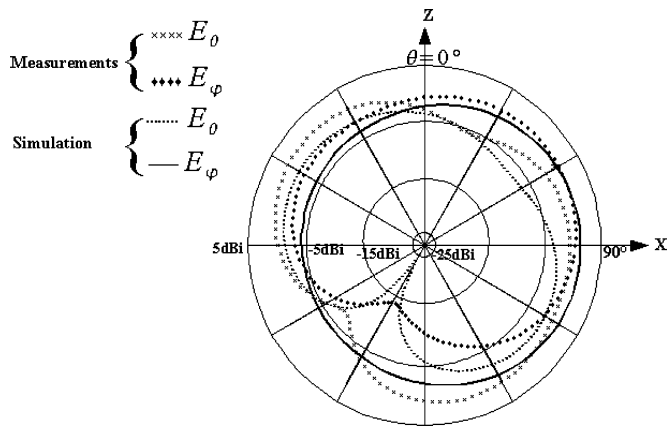


Fig. 21. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFAs arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). UMTS antenna is radiating, DCS antenna is loaded, $\varphi = 0^\circ$ (xOz plane).

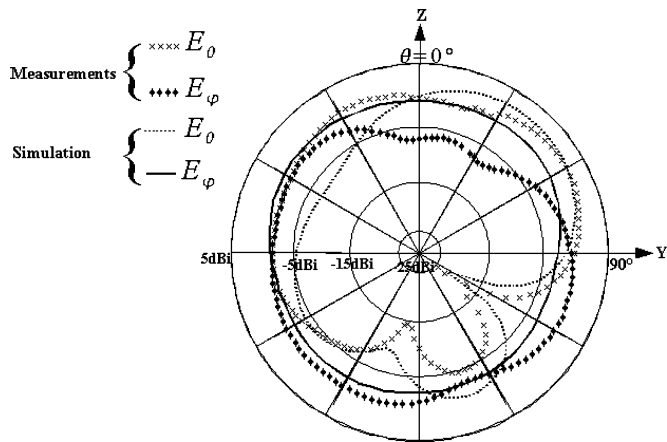


Fig. 22. Simulated and measured gain radiation pattern of the PIFAs arrangement when shorting strips are facing and linked by a microstrip line ($W = 0.5$ mm, $L = 18$ mm). UMTS antenna is radiating, DCS antenna is loaded, $\varphi = 90^\circ$ (yOz plane).

parallel to the length of the PCB due to the size and the proximity of the ferrite chokes. The gain patterns are, respectively, plotted in Figs. 19 and 21 in the horizontal plane of the PCB (xOz) versus the azimuthal angle where $\theta = 0^\circ$ corresponds to the z -axis direction and $\theta = 90^\circ$ corresponds to the x -axis. These patterns indicate almost omnidirectional character as well as a lack of polarization purity. However, these two properties are not a drawback in mobile communications where omnidirectional radiation patterns as well as both vertical and horizontal electromagnetic field polarization occur in urban environments [2]. In this plane, the DCS measured maximum gain is 1.9 dBi, which is nearly identical to 2.1 dBi found in simulation. The UMTS measured and simulated gains are identical and equal to 1.1 dBi. The gain patterns of the DCS and UMTS PIFAs are, respectively, plotted in Figs. 20 and 22 in the vertical plane of the PCB (yOz) versus the azimuthal angle, where $\theta = 0^\circ$ corresponds to the z -axis direction and $\theta = 90^\circ$ corresponds to the y -axis. These patterns indicate more directivity in this plane as well as a lack of polarization purity. The radiation patterns differ from the one of a perfect dipole since the length of the PCB is larger than half free-space wavelength.

V. CONCLUSION

In this paper, we studied how to optimally integrate in a cellular phone two PIFAs working in close radiocommunication standards. Numerous configurations have been simulated, fabricated, and measured to find optimum solutions to keep a low mutual coupling and achieve the best antenna's efficiency. First, it was found possible to increase the isolation level up to -10 dB by carefully positioning the PIFAs on the top edge of the PCB with their shorting strips facing. Some theoretical assumptions have been proposed to explain why this arrangement leads to less coupling than the one with a larger distance between the radiators. Even if these simulation results have been validated by some prototype measurements, different investigations are still needed to verify if it is a general result or only specific to our antenna-system structure. Secondly, to optimize the isolation value, we proposed two methods where a suspended microstrip line is linking the feeding or the shorting strips of the PIFAs. Both solutions have been shown to act like neutralization devices withdrawing an amount of the signal on one PIFA and bringing it back to the other so that the mutual coupling is reduced. However, each solution has been demonstrated to achieve a very different S_{21} response with a deep null of this parameter at a specific frequency point for the first one, while a flat isolation over the whole bandwidth for the second. By tuning the length and the width of this link, it has been shown possible to maximize the isolation depending on the design requirements. Several antenna-systems have been fabricated and the simulation results of the scattering parameters, the efficiency values, and the gain radiation patterns have been confirmed by the measurements of these prototypes. Particularly, the impact of the mutual coupling on the radiation efficiencies has been addressed, reinforcing that a good efficiency is strongly dependent of a high isolation level. So far, the main advantages of our solutions consist largely in their simplicity and their proficiency to be efficient. Moreover, they do not suffer from loss effects that an LC filtering component would produce. Finally, these solutions are physically acceptable for practical implementations in realistic handsets as the PIFAs are able to stay closely spaced. For a complete validation, the reduction effect of the microstrip link should also be investigated with generic head and hand of a user, both known to modify the electromagnetic field of a free-space mobile phone when positioned in its vicinity. To further extend the usability of our concept, some studies are actually focusing on the integration of a GSM/DCS PIFA and a UMTS antenna on a small PCB [38]. New neutralization topologies are currently under investigation. Another challenging problem where the antenna operating bandwidths are overlapping will be soon addressed with the implementation of a GSM850/PCS PIFA and a UMTS radiator on a small PCB.

REFERENCES

- [1] P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Dual wideband radiating element for mobile handsets," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 39, no. 4, pp. 288–290, Nov. 20, 2003.
- [2] P. Ciaï, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, "Design of an internal quad-band antenna for mobile phones," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 148–150, Apr. 2004.
- [3] —, "Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 15, pp. 920–921, Jul. 22, 2004.

- [4] J. Ollikainen, O. Kivekäs, A. Toropainen, and P. Vainikainen, "Internal dual-band patch antenna for mobile phones," in *Millennium Conf. Antennas Propag.*, Davos, Switzerland, Apr. 2000, Session 3A9.
- [5] M. Martinez-Vazquez and O. Litschke, "Quadband antenna for handheld personal communications devices," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Columbus, OH, Jun. 2003.
- [6] Y.-X. Guo, M. Y. W. Chia, and Z. N. Chen, "Miniature built-in multi-band antennas for mobile handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 1936–1944, Aug. 2004.
- [7] Y.-X. Guo and H. S. Tian, "New compact six-band internal antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 295–297, 2004.
- [8] Y.-S. Shin, B.-N. Kim, W.-I. Kwak, and S.-O. Park, "GSM/DCS/IMT-2000 triple-band built-in antenna for wireless terminals," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 104–107, 2004.
- [9] P. Alinikula, "Multiradio yields challenges for mobile phones," *Microwave J.*, vol. 48, no. 7, Jul. 2005.
- [10] C. Rowell, "A brief survey of internal antennas in GSM phones: 1998 to 2004," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jul. 2005.
- [11] Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 1770–1778, May 2005.
- [12] K.-C. Chim, K. C. L. Chan, and R. D. Murch, "Investigating the impact of smart antennas on SAR," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 1370–1374, May 2004.
- [13] M. Geissler, D. Heberling, and I. Wolff, "Properties of integrated handset antennas," presented at the Millennium Conf. Antennas Propag., Davos, Switzerland, April 2000, SP-444, session 5A5, unpublished.
- [14] O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtiniemi, and P. Vainikainen, "Effect of the chassis length on the bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 457–462, Mar. 20, 2003.
- [15] Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Whip-PIFA combination for handset application: A hybrid circuit model and full-wave analysis," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 3, pp. 210–215, Feb. 15, 2005.
- [16] P.-S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: Simulations and measurements in a reverberation chamber," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, pp. 104–112, Dec. 2004.
- [17] Z. Ying and D. Zhang, "Study of the mutual coupling, correlations and efficiency of Two PIFA antennas on a small ground plane," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [18] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "MIMO channel capacity versus mutual coupling in multi antenna element system," in *Antenna Measurement Techniques Assoc. (AMTA2004)*, Stone Mountain, GA, Oct. 2004.
- [19] D. E. J. Humphrey and V. F. Fusco, "A mutual coupling model for microstrip patch antenna pairs with arbitrary orientation," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 230–233, Jun. 20, 1998.
- [20] M. M. Nikolić, A. R. Djorđević, and A. Nehorai, "Microstrip antennas with suppressed radiation in horizontal directions and reduced coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3469–3476, Nov. 2005.
- [21] H. Carrasco, H. D. Hristov, R. Feick, and D. Cofré, "Mutual coupling between planar inverted-F antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 3, pp. 224–227, August 15, 2004.
- [22] J. Thaysen, "Mutual coupling between two identical planar inverted-F antennas," in *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, San Antonio, TX, Jun. 2002, pp. 504–507.
- [23] K.-C. Chim and R. D. Murch, "Investigating the effect of smart antenna on SAR," in *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, San Antonio, TX, Jun. 2002, pp. 432–435.
- [24] K.-L. Wong, J.-H. Chou, S.-W. Su, and C.-M. Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 347–352, May 20, 2005.
- [25] G. Chi, B. Li, and D. Qi, "Dual-band printed diversity antenna for 2.4/5.2-GHz WLAN application," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, no. 6, pp. 561–563, Jun. 20, 2005.
- [26] K.-L. Wong, J.-H. Chou, C.-L. Tang, and S.-H. Yeh, "Integrated internal GSM/DCS and WLAN antennas with optimized isolation for a PDA phone," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 46, no. 4, pp. 323–326, Aug. 20, 2005.
- [27] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris, and V. Makios, "Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 9–14, 2004.
- [28] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine, and H. Shoki, "A method to improve the correlation and the mutual coupling for diversity antenna," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [29] J. Antoniuk, A. A. Moreira, and C. Peixeiro, "Multi-element patch antenna integration into laptops for multi-standard applications," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [30] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Mutual coupling reduction using a lumped LC circuit," in *Int. Symp. Antennas JINA*, Nice, France, Nov. 2004, pp. 492–494.
- [31] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted-F antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, pp. 1451–1458, Oct. 1997.
- [32] C.-M. Su, C.-L. Tang, S.-H. Yeh, and K.-L. Wong, "Optimized isolation between internal antennas for a dual-network wireless device," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [33] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "Electromagnetic metamaterial insulator to eliminate substrate surface waves," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [34] IE3D, Release 10.11, Zeland Software, 2004.
- [35] P. Hallbjörner, "The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 97–99, 2005.
- [36] S. Fujio, T. Asano, and M. Tsumita, "Small dual band modified meander antenna with multiple elements," in *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Washington, DC, Jul. 2005.
- [37] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Near field distribution from a planar inverted-F antenna," in *12th Int. Conf. Antennas Propag.*, U.K., 2003, p. 4, Univ. of Exeter.
- [38] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards," in *18th Int. Conf. Applied Electromagn. Commun.*, Dubrovnik, Croatia, Oct. 2005.



Aliou Diallo was born in Dakar, Senegal. He received the B.S. and M.S. degrees in electronics, electrical engineering, and automatics, with specialization in electronics, and the D.E.A. degree, with specialization in propagation, telecommunications, and teledetection, from the University of Nice, Sophia-Antipolis, France, in 2002, 2003, and 2004, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree in the Electronics, Antennas and Telecommunication Laboratory.

His major research area is antenna design for wireless communications. He has presented several conference papers. His recent work focuses on multiantenna solutions for MIMO systems. He is also an Assistant Professor at the University of Nice, where he teaches electronics and antennas.



Cyril Luxey (M'99) was born in Nice, France, in 1971. He received the D.E.A. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis, France, in 1996 and 1999, respectively.

From 2000 to 2002, he was with Alcatel, Mobile Phone Division, Colombes, France, where he was involved in the design of internal mobile phone antennas. In 2002, he joined Alcatel Space, Toulouse, France, where he was involved in the design and measurement of MEMS-based reflectarrays. Since 2003, he has been an Associate Professor at the Polytechnic School of the University of Nice, where he teaches electromagnetics, antenna techniques, and microelectronics. He is conducting research at the Laboratoire Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, University of Nice. He has been active in the field of printed leaky-wave antennas, quasi-optical mixers, and RF transponders. Now, his research interests include analysis, design, and measurement of electrically small antennas, multiantenna and diversity techniques for MIMO systems, RFID antennas, MEMS-based and active integrated antennas. He is involved in the Antenna Centre of Excellence Network in the "small terminals" activity. He is a participant in the COST284 action on innovative antennas. He is a Reviewer for *Electronics Letters*.

Prof. Luxey is a Reviewer for the IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. He is a Guest Lecturer at the Norwegian University of Science and Technology, Trondheim.



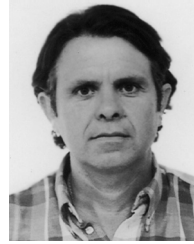
Philippe Le Thuc was born in Grasse, France, on August 21, 1975. He received the D.E.A. degree in propagation, remote sensing, and telecommunications and the Ph. D. degree in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis (UNSA), France, in 2003.

Since 2004, he has been an Assistant Professor in the Department of Electrical Engineering and Industrial Data Processing Computing, Technical University College, UNSA. He is also with the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS-UMR 6071, Sophia Antipolis. His research interests include small antennas for mobile communications and active antennas.



Robert Staraj received the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nice, Sophia Antipolis, France, in 1992.

In 1993, he joined the Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Nice, Sophia Antipolis, and the Laboratoire Electronique, Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, as an Assistant Professor. Since 2003, he has been a Professor with Ecole Polytechnique de l'Université de Nice, Sophia Antipolis. His research focuses on printed antennas, microstrip planar and conformal arrays, active antennas, printed antenna for wireless communications, ultra-wide-band antennas, and MIMO systems.



Georges Kossiavas received the Ph.D. degree in electronics from the University of Limoges, France, in 1981.

He is a Professor of electrical engineering and Director of the Master Telecommunications RF and Microelectronic at the University of Nice, Sophia Antipolis, France. He is with the Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications, CNRS UMR 6071, Sophia Antipolis. His research interests are in microstrip antennas, especially large bandwidth and high-purity polarization radiating elements, compact microstrip multiband antennas for mobile communications systems, and design optimization of compact printed ultra-wide-band antennas for lower pulse distortion.

Dual-band HF-UHF RFID tag antenna

P. Iliev, P. Le Thuc, C. Luxey and R. Staraj

A dual-band HF and UHF RFID tag antenna with two feeding points is presented, fabricated and measured. A convenient HF resonance is obtained with an HF ASIC chip as well as good impedance matching with UHF ASIC chip in the European RFID UHF band. Tuning techniques of the design parameters are proposed, and tag performance in both frequency bands is evaluated.

Introduction: Radio frequency identification (RFID) is gaining popularity in many applications since it is an automatic identification method for efficient tracking and managing of individual consumer goods. This technology has advanced to the current level [1] owing to recent progress in the microelectronics industry. An RFID transponder called ‘a tag’ consists of an antenna combined with an ASIC (application specific integrated circuit) chip. In the UHF band (860–960 MHz), in order to activate and detect a tag, a base station, called a reader, transmits a modulated signal with periods of unmodulated carrier. The RF voltage developed at the antenna terminal during the unmodulated period is converted into a DC voltage, which powers up the chip. The information is then backscattered to the reader by varying the chip front-end complex RF input impedance. The main challenge for this technology is generally to increase the detection distance of a tag [1]. Another challenge is the interoperability of these systems with HF loop antennas and circuits operating through magnetic coupling at 13.56 MHz. In fact, HF tags provide higher security and a larger information storage capability thanks to their near-field operation and ASIC complexity, whereas UHF tags have a better reading range and speed. Although the use of two chips would increase the tag’s cost, combining both RFID standards on the same tag would increase its capabilities and could lead to new applications. By using the same tag, any customer might decide whether to focus on the security or on the speed of the identification and, therefore, the users could subscribe to multiple services.

Dual-band RFID tags combining the 13.56 MHz and 2.45 GHz bands [2] or 900 MHz–2.45 GHz [3] have been proposed. Structures combining HF and UHF bands remain few, and positioning the UHF dipole in the centre of the HF loop is difficult as mutual influence has to be controlled using coplanar strip techniques [4]. In this Letter, we present an antenna structure combining a UHF dipole, called here the S-dipole, and an HF coil. The influence between the two elements is evaluated and controlled to ensure good performance in both RFID bands. The antenna structure was fabricated and measurement results are presented here.

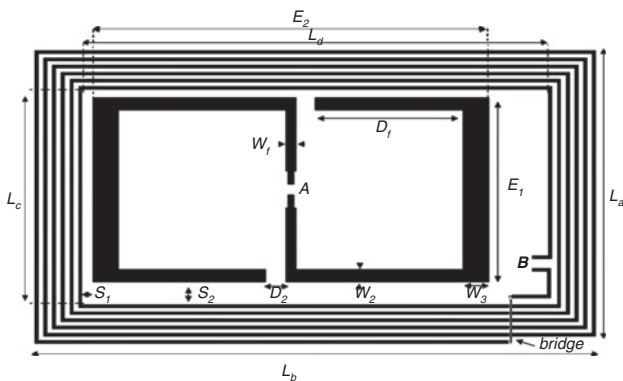


Fig. 1 Antenna structure

$E_1 = 30.5$ mm, $E_2 = 62.5$ mm, $D_1 = 14$ mm, $D_2 = 16.5$ mm, $S_1 = 1.5$ mm, $S_2 = 3.5$ mm, $W_1 = 1.5$ mm, $W_2 = 2$ mm and $W_3 = 4$ mm.

Antenna structure and tuning techniques: The antenna structure is shown in Fig. 1. It is printed on a substrate with thickness of 0.7 mm and relative permittivity of 2.2. ‘A’ indicates the UHF differential feeding point location and ‘B’ the HF one. The magnetic loop inductance is made up of six coil turns of 0.6 mm width, spaced by 0.4 mm. L_a , L_b , L_c and L_d are the loop external dimensions. The number of turns and their dimensions have been defined to obtain the HF resonance when a Philips Mifare UL ASIC chip having an input capacitance of 17 pF is placed at the differential feeding point ‘B’,

corresponding to ISO 14443 type A operations. For the UHF operation, as the presence of the HF loop considerably decreases the UHF bandwidth, the resonance at the differential feeding point ‘A’ has to be tuned by slightly changing the external dimensions of the loop. However, the HF resonance frequency is still maintained. In this Letter, antenna dimensions have been optimised in order to obtain operation in the European RFID UHF band (865–868 MHz). Nevertheless, the tag can be tuned to operate in other UHF bands corresponding to the standards used in other countries (US: 902–928 MHz; Japan: 950–956 MHz).

The following dimensions, conforming to HF tags standard (ISO/IEC 14443-1), were obtained: $L_a = 49$ mm, $L_b = 83$ mm, $L_c = 37$ mm and $L_d = 70$ mm. E_1 , E_2 , D_1 , D_2 , W_1 , W_2 and W_3 are the S-dipole dimensions. S_1 and S_2 are the spacing between the S-dipole and the HF loop. A bridged line is used to close the HF loop termination. This bridge is positioned over a thin non-conductive material, which is used to isolate it from the other arms of the coil. The parametrical studies realised on E_1 , E_2 , D_1 , S_1 and S_2 have shown their considerable influence on the input impedance obtained at the ‘A’ differential feed point. Then, these dimensions were tuned in order to achieve a good UHF impedance matching. The design has been made to operate with an Impinj Monza ID V2 ASIC chip. Its measured input impedance is $Z_c = (20 - j110)\Omega$ at 866.5 MHz, which is the middle frequency of the European RFID UHF band. To transmit the maximum power between the antenna and the microchip, conjugate matching must be ensured. We achieved a good impedance matching with the dimensions given in the caption of Fig. 1.

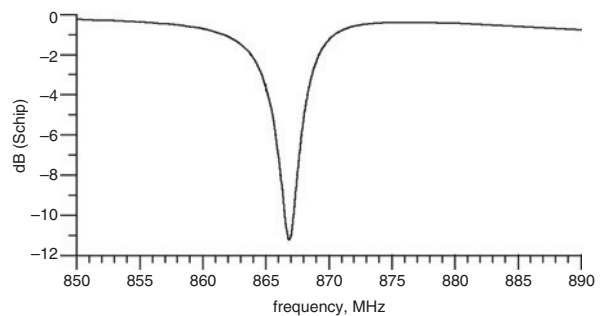


Fig. 2 Simulated chip/antenna return loss

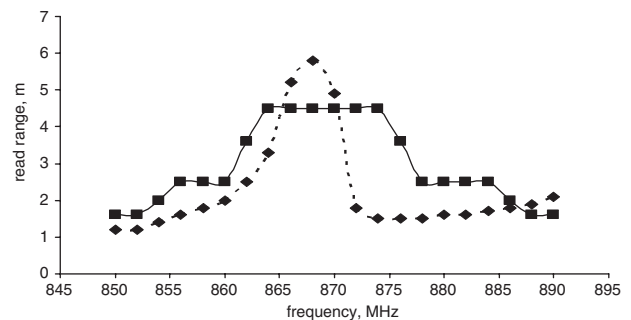


Fig. 3 Read range in UHF band

--- simulated
— measured

UHF performance: The antenna structure has been designed and simulated with ADS-Momentum (2008 version). For all the UHF simulations, the presence of the HF capacitive circuit at the differential feed point ‘B’ has been taken into account. The simulated return loss between the chip and the antenna is shown in Fig. 2. A gain of 2.3 dBi is obtained in the best radiation direction and the simulated radiation efficiency is 96%. The read range of the obtained UHF tag operating with the chip connected at the differential feed point ‘A’ was then measured. The measurement equipment [5] was built on a National Instruments PXI (PCI eXtensions for Instruments) modular hardware platform. It is composed of a PXI-5670 RF signal generator, a PXI-5660 RF signal analyser, a LabVIEW controller and a circulator. The tag was located inside a compact anechoic chamber at a distance of 1 m away from the linearly polarised transmitting antenna, which has a 6 dBi gain. The minimum signal generator output power necessary

to activate the tag at each measured frequency point was then obtained. From this value, the tag's maximum read range is calculated by using the Friis free-space formula [1, 5]. This is the maximum distance at which a tag can be detected when the maximum allowed equivalent radiated power (2W between 865.6 and 867.6 MHz) is transmitted (ETSI 302-208). The measured read range is shown in Fig. 3 and is compared to the calculated one from the simulated return loss. Some differences can be observed between the two curves, which can be owed to the fact that the association chip/antenna presents a larger bandwidth but a lower level of matching than the one presented in Fig. 2. Moreover, the sensitivity and the tolerance of the measurement system also increases these differences. However, a read range of 4.5 m has been obtained and confirmed in front of a Samsys European RFID UHF reader.

HF performance: Normally, HF RFID tags should have a resonance frequency of about 13.56 MHz. Despite this, MIFARE HF RFID tags (ISO/IEC 14443 type A standard) have specific application recommendations: to operate properly with the HF reader performing a magnetic coupling at 13.56 MHz, the resonance frequency of these tags should be between 14.5 and 18.5 MHz. The HF tag measurement setup is shown in Fig. 4. Two testing loops are connected to the input and output ports of an HP E4411B ESA-L series spectrum analyser. The loops are placed one above the other and the existing coupling transmission is recorded. The tag under test (TUT) is then placed between the testing loops and the transmission is recorded. The linear gain shown in Fig. 5 is the difference between the coupling of the testing loops with and without the TUT. The maximum value of this gain depends on the tag's placement but the resonance frequency and the quality factor remain constant. Resonance is obtained at 16.1 MHz with a quality factor of 10.1, which is pretty suitable for MIFARE ISO 14443 type A operation. The tag functionality is then confirmed in front of an ASK RDR 400 HF contactless reader.

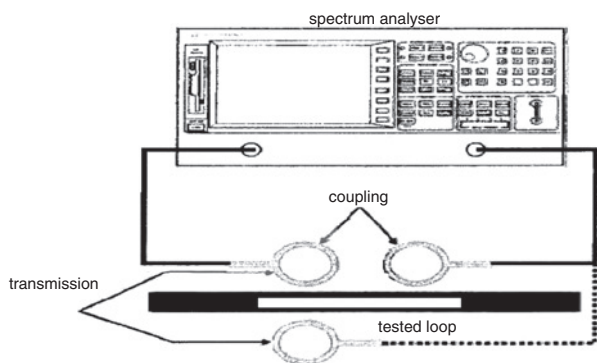


Fig. 4 Magnetic loop testing

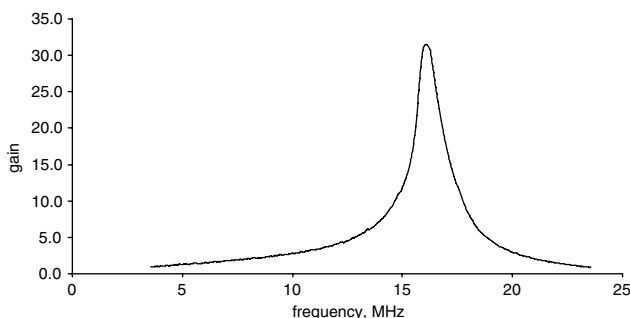


Fig. 5 HF loop resonance frequency

Conclusions: A simple dual-band HF-UHF RFID tag antenna showing very good performance in both bands has been proposed. It is composed of an S-dipole integrated in the HF coils. This technique allows the use of the HF coils, excited by an S-dipole element, as a part of the UHF antenna. The structure keeps small dimensions and is low cost concurrently with good performance in gain and reading distance. Fine tuning of the radiating elements has been realised taking into account the effects of the particular input impedances of the real HF and UHF circuits used. This tag design was dedicated for the UHF European standard, but other regional standards can be achieved with small modifications of the structure dimensions.

Acknowledgment: The authors thank E. Sabbah from the company ASK for his contribution to this work.

© The Institution of Engineering and Technology 2009
11 December 2008
doi: 10.1049/el.2009.3551

P. Iliev, P. Le Thuc, C. Luxey and R. Staraj (*LEAT (Laboratoire d'Electronique d'Antennes et Télécommunications), Université de Nice-Sophia Antipolis/UMR CNRS 6071, 250 rue Albert Einstein, CNRS Bât. 4, 06560 Valbonne, France*)

E-mail: plamen.iliev@unice.fr

P. Iliev: Also with ASK (RFID card manufacturer)

References

- 1 Rao, K.V.S., Nikitin, P.V., and Lam, S.F.: 'Antenna design for UHF RFID tags: A review and a practical application', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2005, **53**, (12), pp. 3870–3876
- 2 Kuo, J.-S., Wang, J.-J., and Huang, C.-Y.: 'Dual-frequency antenna for RFID tags with complementary characteristics', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2007, **49**, (6), pp. 1396–1397
- 3 Fang, Z., Jin, R., Geng, J., and Sun, J.: 'Dual band RFID transponder antenna designed for a specific chip without additional impedance matching network', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2008, **50**, (1), pp. 58–59
- 4 Leong, K.S., Ng, M.L., and Cole, P.H.: 'Miniaturization of dual frequency RFID antenna with high frequency ratio'. *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, June 2007, pp. 5475–5478
- 5 Nikitin, P.V., and Rao, K.V.S.: 'Using National Instruments software and hardware to develop and test RFID tags', *National Instruments Case Study*, January 2008, <http://sine.ni.com/cs/app/doc/p/id/cs-10511>

Near-field Contact-Less Return Loss Measurement of a 434MHz Dipole Antenna-SAW sensor system

M. Monedero^{1,2}, P. Le Thuc¹, E. Seguenot³, R. Staraj¹

¹ : LEAT, UMR-CNRS 6071, Université de Nice-Sophia Antipolis, CNRS ; 250 Rue A. Einstein, 06560 Valbonne, France

² : SENSEOR, Parc du "Font de l'Orme" –

Lot n°3, 694 avenue du Docteur Maurice Donat, 06250 Mougins

³ : Orange Labs La Turbie - Unité de Recherches Antennes, Fort de la tête de Chien, 06320 La Turbie
manuel.monedero@unice.fr

Abstract— This paper describes the use of two near-field antenna characterization methods. The first one is based on radar cross-section (R.C.S) measurement, while the second method is based on the equivalent circuit between two antennas. In both methods impedance modulation is used.

Keywords- near-field; return loss measurement; RCS; equivalent circuit; contact-less; SAW sensor

I. INTRODUCTION

Among the consequences of the continuing trend of telecommunication system miniaturization is found the size reduction of antennas. This size reduction of the radiating element raises many difficulties, especially over the measurement of antenna characteristics such as the antenna's resonant frequency, bandwidth and radiation pattern.

Over the past decade, many articles about far-field contact-less measurements have been published. These articles focus on antennas operating around/near the gigahertz band [1] [2], with one exception where far-field RCS measurement is used at 434MHz [3].

This article aims to explore wireless measurements technique in the near field region of antennas operating at 434MHz Industrial Scientific Medical (ISM) frequency band. In this paper, measurement results of the return loss of a dipole antenna and a SAW sensor using near field techniques are presented.

II. METHOD BASED ON RCS MEASUREMENT

The RCS measurement technique is based on the analysis of the backscattered field by a loaded antenna. This technique must be done with at least three different loads on the antenna under test. These measurements allow to separate the structural backscattered field from the reradiating field, directly linked to the antenna load.

The radar cross section of an antenna is given by the monostatic radar equation (1), and the equation obtained after simplification of the Sinclair's matrix [4] (2):

$$\sigma = \frac{(4\pi)^3 r^4}{G^2 \lambda^2} \quad (1)$$

$$\sigma = \left[S_{\xi\xi}^{rs} + \frac{\rho}{1 - S_{11}\rho} S_{1\xi} S_{\xi 1} \right]^2 \quad (2)$$

After combining the equations obtained using different loads, i.e. open-circuit ($\rho=1$), short circuit ($\rho=-1$) and 50Ω load ($\rho=0$), the formula allowing to calculate the antenna return loss is found :

$$S_{11} = 2 \frac{\sqrt{\sigma_{open}} - \sqrt{\sigma_{load}}}{\sqrt{\sigma_{open}} - \sqrt{\sigma_{short}}} - 1 \quad (3)$$

The notion of radar cross section implies that the work is done in far field region, which can lead to controversy. Nevertheless, the RCS of an object is directly proportional to the power received by the transmitting antenna. Therefore, the RCS of the antenna under test can be replaced by a factor multiplying the power received. Starting from the near field Friis equation, this factor depends on the distance separating the antennas, the far-field gain, the transmitted power and the frequency [5]. Therefore this factor is constant, which allows to replace σ by the received power in equation 3.

$$S_{11} = 2 \frac{\sqrt{P_R|_{open}} - \sqrt{P_R|_{load}}}{\sqrt{P_R|_{open}} - \sqrt{P_R|_{short}}} - 1 \quad (4)$$

In this paper, equation (4) will be used to calculate the return loss of the antenna under test using the polarimetric measurement technique [4].

III. METHOD BASED ON THE EQUIVALENT CIRCUIT

A two antenna system can be represented by a two-port network as shown on figure 1, and by the following voltage-current relations [6]:

$$\begin{cases} U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

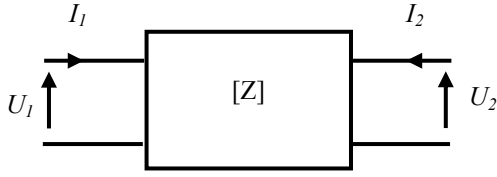


Figure 1. Two-port network

For a reciprocal network, $Z_{12} = Z_{21}$, the T-equivalent circuit for a two antenna system is shown in figure 2. This method consists in the analysis of the input impedance of the two-port network with different loads.

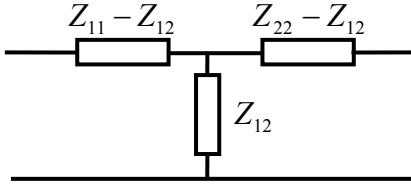


Figure 2. T-equivalent circuit of a two antenna system

When the two-port network is loaded with an impedance Z_U , the input impedance at port 1 is given by the following formula:

$$Z = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_U} \quad (6)$$

As in the polarimetric method, the loads chosen are open circuit, short circuit and a 50Ω load. Combining the three equations, the antenna under test impedance Z_{22} is given by the following expression:

$$Z_{22} = 50 \frac{Z_{load} - Z_{open}}{Z_{short} - Z_{load}} \quad (7)$$

From this equation, the return loss of the antenna under test can be easily calculated.

IV. RESULTS FOR ANTENNA RETURN LOSS MEASUREMENTS

Measurements were done in an anechoic chamber at Orange Labs-La Turbie as shown in figure 3. The distance between the two dipoles is 10 cm (approximately $0,14 \lambda_0$) controlled by a precise hydraulic system. The results are illustrated in figure 4, and compared to a direct measurement of the antenna and simulated results obtained using Ansoft HFSS software. The disturbance due to the parasitic radiation of the feeding cable, in the direct measurement, is obvious.

The resonant frequency and the bandwidth errors obtained with the equivalent circuit method compared to the simulation are lower than the ones obtained with the polarimetric measurements.

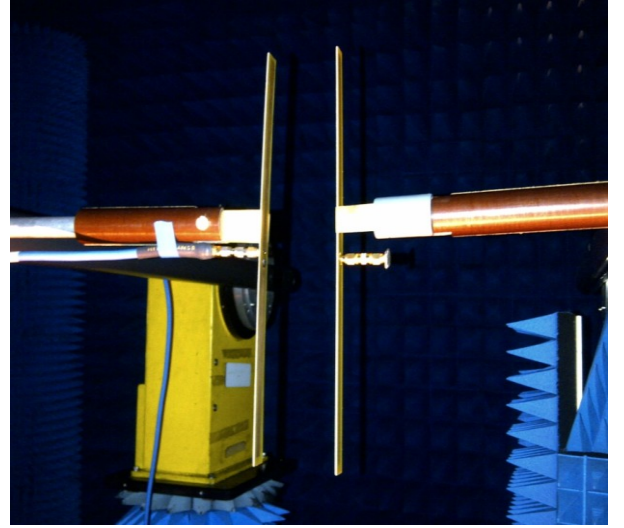


Figure 3. Returned power and input impedance measurements

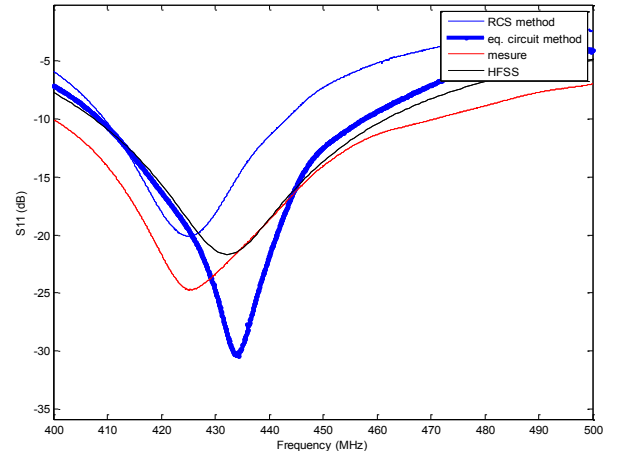


Figure 4. Comparison between the return loss obtained with the two methods, HFSS simulation and direct measurement versus frequency

V. SAW SENSORS RETURN LOSS MEASUREMENTS

The main characteristic of passive SAW resonator sensor is that its resonance frequency changes if the physical quantity to measure, for example a temperature or a pressure, changes. In this study, we use a passive SAW made up of two resonators. Indeed, these two resonators will allow us to make a differential frequency measurement which will enhance the accuracy of the measurement. Thus, when the physical quantity to measure changes, the resonance frequency f_1 of the first resonator shifts, whereas the second one f_2 stays tuned and acts as a reference. The absolute measurement is computed using the difference between these two frequencies (Figure 5).

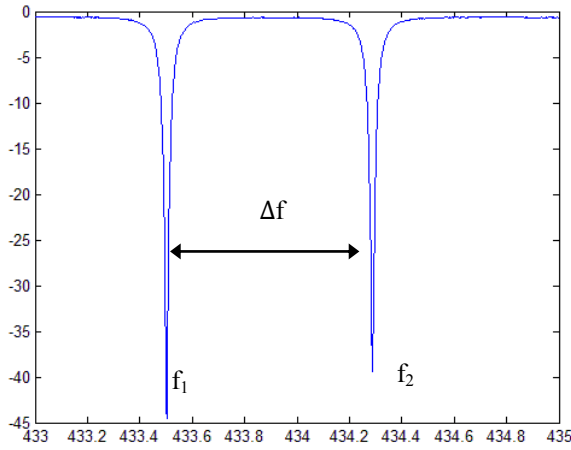


Figure 5 $|S_{11}|$ frequency behavior of the SAW sensor

A SAW sensor associated with an antenna can be wirelessly interrogated. This passive technology has a great advantage compared to active sensors, especially when they are not easily accessible to change additive batteries. The entire system is made up of an external interrogation unit and the antenna/SAW sensor to be interrogated (Figure 6).

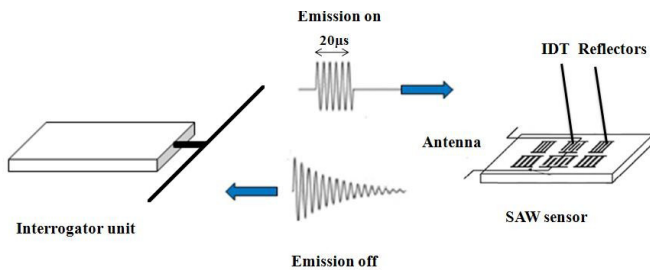


Figure 6 Principle of the wireless interrogation

First, the interrogator generates a f_0 carrier frequency RFI signal modulated by a short rectangular RF pulse during a $T=20\mu s$ time interval. If the interrogator frequency f_0 is equal to a resonance frequency of the resonator a maximum of energy is stored in the SAW.

When the interrogator stops the transmission at the end of the pulse, it switches to the receiving mode and then is able to measure the received energy from the discharge of the resonator into the antenna. A resonant frequency is determined when the received power is maximal. This procedure is repeated for different frequencies in the ISM band.

In figure 7, we compare the return loss obtain wirelessly of the SAW sensor associated to the antenna under test using the methods previously studied. A fourth measurement was required in order to obtain the RCS of the loaded antenna under test and the input impedance of the equivalent two-port network loaded with the SAW sensor.

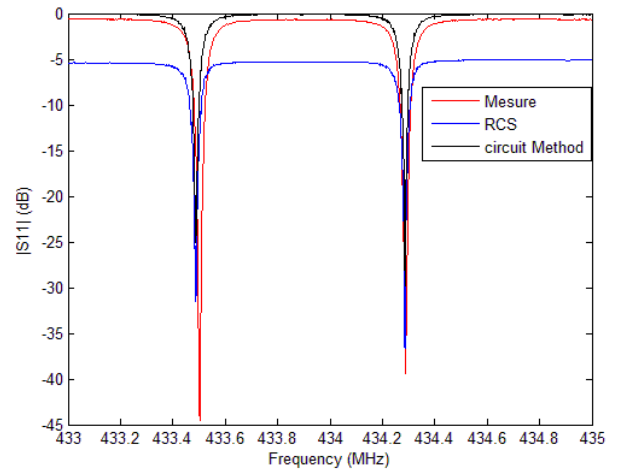


Figure 7 Comparison between the return loss obtained with the two methods and direct measurement of the SAW sensor versus frequency

Comparing the results obtained with both methods, it is clear that the most accurate method is the one using the equivalent circuit, even if, near the resonant frequency of the resonators, the same frequency is obtained with both methods.

A difference between the first frequency f_1 is observed: 433.5025MHz for direct measurement and 433.4875MHz for both methods. It is due to the fact that the direct measurement was not done inside the anechoic chamber. The difference reflects a temperature variation of $6^\circ C$ which corresponds to the temperature change between inside the anechoic chamber at La Turbie and the room where the direct measurement was done at L.E.A.T. As for f_2 , the frequency remains tuned at 433.2862MHz for the 3 values.

VI. CONCLUSION

In this paper, two near field contact-less measurement methods are presented. Better results are obtained using the equivalent circuit method for the antenna under test impedance measurement. These methods were then applied to a wireless measurement system in order to measure wirelessly the return loss of a SAW sensor. With both methods, we obtain the resonant frequencies of the SAW device. Never-the-less, the equivalent circuit method is still more accurate.

In future work, the gain of the antenna will be calculated using the near field Friis equation, which will allow us to completely characterize an antenna used in a near field application with a given environment. Also, a new interrogation technique could be developed using these methods, which will allow to compensate the propagation channel issues [7].

REFERENCES

- [1] S. Bories, K. Haj Khelifa, C. Delaveaud, "Small Antennas Impedance and Gain Characterization using Backscattering Measurements" European Conference on Antennas and Propagation EUCAP 2010, Barcelona, April 12th-16th
- [2] B. Monsalve, S. Blanch, "Two Port Small Antenna Characterization Through Impedance modulation", European Conference on Antennas and Propagation EUCAP 2010, Barcelona, April 12th-16th
- [3] O. Vicencio and J. Romeu, "Application of RCS Measurements for Characterization of Small Antennas", IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium, 2008, San Diego
- [4] W. Wiesbeck and E. Heidrich, "Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 3, pp. 341-350, 1998,
- [5] H. Schantz, "A Near Field Propagation Law & A Novel Fundamental Limit to Antenna Gain Versus Size ", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 3A, pp 237-240, 2005
- [6] C. Balanis, 2005, "Antenna Theory : Analysis and Design", Wiley-Interscience, pp. 468-469
- [7] P.S Cross, W.R Shreve, "Frequency Trimming of SAW Resonators Sonics and Ultrasonics», IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol.29, N.4, pp. 231-234, July 1982.

Dual-Band WLAN Multiantenna System and Diversity/MIMO Performance Evaluation

Rafik Addaci, Katsuyuki Haneda, *Member, IEEE*, Aliou Diallo, Philippe Le Thuc, *Member, IEEE*, Cyril Luxey, *Senior Member, IEEE*, Robert Staraj, and Pertti Vainikainen

Abstract—In this paper, we present a multiantenna system based on closely spaced planar inverted-F antennas (PIFAs) with high port-to-port isolation in two dual bands [2.4–2.48 GHz] and [5.15–5.725 GHz]. The high isolation, respectively higher than 30 and 20 dB in the entire lower and upper bands, is obtained by inserting two slots on the $100 \times 50 \text{ mm}^2$ printed circuit board (PCB). The multiantenna system was fabricated and measured. The simulated and measured S-parameters and radiation patterns are presented. The envelope correlation, the diversity system gain (DSG), and the channel capacity are also computed and those results discussed. This technique could be implemented on the terminal side of a wireless link to achieve enhanced diversity antennas.

Index Terms—Diversity, dual-band antennas, indoor radio communication, isolation, multiple-input–multiple-output (MIMO), planar inverted-F antennas (PIFAs), slot antenna, small antenna, wireless local area network (WLAN).

I. INTRODUCTION

TODAY, cellular communications with high data rates are more and more required. These applications require high-quality signal at both receiver and transmitter sides. One of the most promising solutions to overcome these issues is the multiple-input–multiple-output (MIMO) technology [1]–[3]. Indeed, MIMO systems produce a significant gain in channel capacity with no additional increase of the transmitted power or enlargement of the frequency bandwidth [4].

However, in order to achieve optimum performance, the multiantenna systems have to be properly designed. One important goal is to reduce the mutual interactions between the antennas

of the system because, if not, each of these antennas cannot be considered as an independent radiating element [5]–[8].

Several solutions have been developed to increase the port-to-port isolation of the radiating elements of a multiantenna system, among them, the neutralization technique [9], [10], the insertion of the electromagnetic band gap (EBG) cells [11], [12], and the insertion of slots or slits in the printed circuit board (PCB) ground plane of the device [13], [14]. However, it is still difficult to obtain a good port-to-port isolation if the MIMO system is dual or multiband.

In this paper, we present a multiantenna system for a dual-band wireless local area network (WLAN). The multiantenna system is based on two planar inverted-F antennas (PIFAs) occupying a small volume on the PCB. A proper slot is introduced on the antenna plate to achieve appropriate dual-band operation. The proposed multiantenna system covers the 2.4–2.48- and 5.15–5.725-GHz WLAN frequency bands. The distance between the antennas is only 2 mm, corresponding to $\lambda_0/61$ for the lower band and $\lambda_0/27.5$ for the highest one.

Two slots are used on the metallic face of the PCB to enhance the isolation between the antennas. The effects of the physical parameters of the inserted slots (length, width, relative position, and the number of the used slots) on the system performance are discussed in terms of matching ($|S_{11}|$) and isolation ($|S_{21}|$). To validate our approach, a prototype was realized and measured. The diversity and MIMO performance in terms of envelope correlation, diversity system gain (DSG), and channel capacity in real environments are showed and discussed.

II. DESIGN AND PERFORMANCE OF THE PROPOSED ANTENNA

A. Design of the Proposed Antenna

The starting point is the design of a mono-band (2.4–2.5 GHz) single PIFA, placed at the distance $D_1 = 0.3 \text{ mm}$ and $D_2 = 14 \text{ mm}$ from the corner of the metallic PCB ground plane having the following dimensions $L_{\text{gnd}} \times W_{\text{gnd}} = 100 \times 50 \text{ mm}^2$. The mono-band antenna covers the lower WLAN band with a matching criterion of voltage standing wave ratio (VSWR) < 2 .

The dual-band operation for our initial single PIFA antenna is achieved by meanders in order to decrease the frequency resonance of its third higher order mode. The designed dual-band single PIFA covers the lower band [2.4–2.5 GHz] with a matching criterion of VSWR < 2 and the higher band [5.15–5.725 GHz] with a VSWR < 3 criterion. A top view of the proposed antenna and the performance in terms of reflection coefficient are shown in Fig. 1.

Manuscript received May 23, 2012; revised June 01, 2013; accepted June 05, 2013. Date of publication December 12, 2013; date of current version February 27, 2014. This work was supported by Direction Générale des Entreprises-Direction Générale de la Compétitivité, de l'Industrie et des Services (DGE-DGCIS), French Government, under the Bilan de Santé pour la Maintenance et la Conduite Intelligente (BMCI) project.

R. Addaci is with the LEOST Team, Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTTAR), Villeneuve d'Ascq, 59666, France (e-mail: rafik.addaci@ifsttar.fr).

K. Haneda and P. Vainikainen are with the SMARAD Centre of Excellence, Aalto University School of Electrical Engineering, Aalto 00076, Finland.

A. Diallo, P. Le Thuc, and R. Staraj are with LEAT, Université de Nice-Sophia Antipolis, Sophia Antipolis 06903, France.

C. Luxey is with EpOC, University of Nice-Sophia Antipolis, Valbonne 06560, France and also with the Institut Universitaire de France (IUF), Maison des Universités, Paris 75005, France (e-mail: cyril.luxey@unice.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2013.2294955

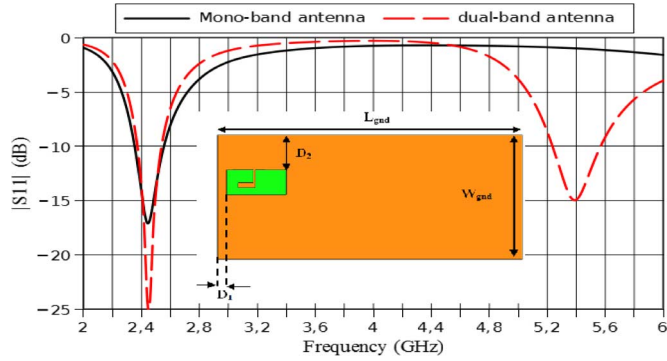


Fig. 1. Top view of the single dual-band PIFA and simulated $|S_{11}|$ parameter of the single mono-dual-band PIFAs.

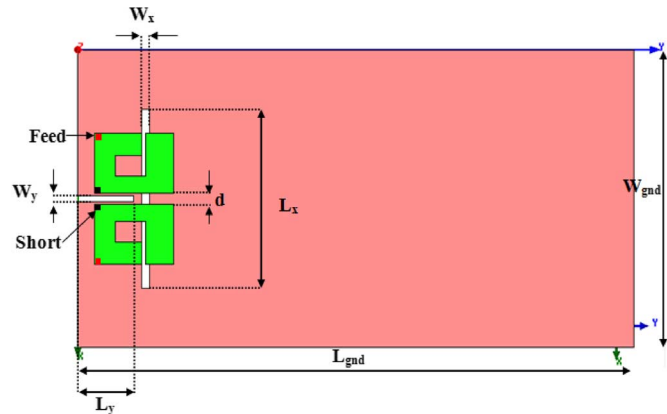


Fig. 2. Top view of the dual-band antenna system.

B. Design and Scattering Parameters of the Proposed Multiantenna System

By implementing the same dual-band PIFA next to the first one, we allow more space for nearby electronic components on the PCB. Fig. 2 shows the geometry of the proposed multiantenna WLAN dual-band [2.4–2.48 GHz] and [5.15–5.725 GHz] system. The size of their main plate is $L_{PIFA} \times W_{PIFA} = 14.25 \times 10 \text{ mm}^2$ while their height is set to 7.7 mm. The antennas occupy a surface of only $17.3 \times 22 \text{ mm}^2$. The distance between the two PIFAs is set to $d = 2 \text{ mm}$, which corresponds to $\lambda_0/61$ for the lower band and smaller than $\lambda_0/27$ for the higher band.

The main idea is to etch some slots into the PCB to force the currents flowing around these slots and, therefore, vanish at the other feeding port of the PIFAs. Two slots are necessary as we want to achieve a dual-band behavior [15], [16].

The two slots on the ground plane which help in increasing the port-to-port isolation of the PIFAs in the two WLAN frequency bands have widths of $W_y = 1 \text{ mm}$ and $W_x = 1.35 \text{ mm}$ and the following lengths: $L_y = 10 \text{ mm}$; $L_x = 30 \text{ mm}$.

Fig. 3 shows a comparison of the simulated scattering parameters for the proposed multiantenna, without slots (solid red line) and with slots (dashed black line). Simulations have been carried out using the HFSS commercial software [17]. According to these results, it is observed that the slot contributes significantly to improve the port-to-port isolation in both WLAN bands. For the [2.4–2.5 GHz] band, a deep null appears with a large improvement: $|S_{21}|$ is lower than -30 dB in the entire band with a

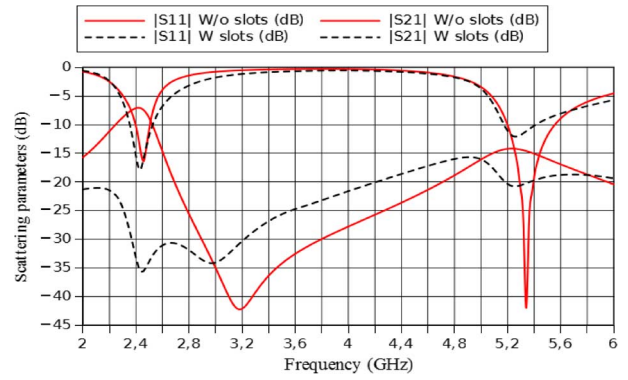


Fig. 3. Comparison between the scattering parameters of the structure with (W) and without (W/o) slots.

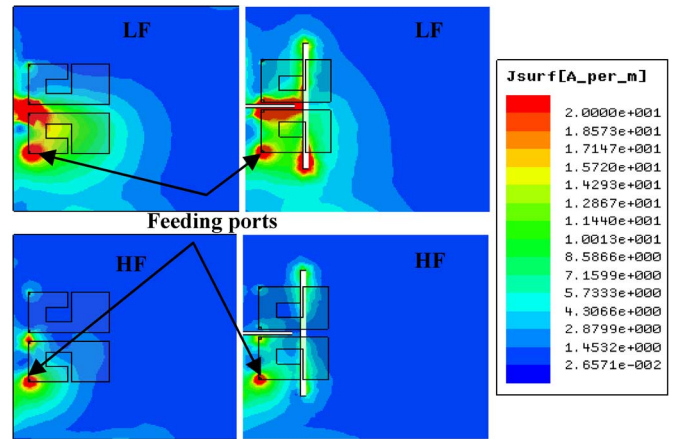


Fig. 4. Surface current distribution traced at 2.45 GHz (LF) and 5.44 GHz (HF), respectively (the fed antenna is the lower one).

minimum value of -35 dB . In the higher band, the improvement is also considerable as we have now a $|S_{21}|$ parameter always lower than -18 dB .

In order to further understand the mechanism of the proposed technique, Fig. 4 shows the surface current distribution above the PCB of the proposed design. The case of the system without slots is also shown for comparison.

Without any slots on the PCB, the current tends to flow between the two ports which decrease the isolation performance of the antenna system. The dimensions of the slots were expected to result in a nearly $\lambda/2$ propagation path. The path of this current has been changed by the insertion of slots on the PCB, and it can be seen that these slots significantly reduce induced current magnitudes. This is because the slots effectively isolate the ground current flowing from port to port.

The proposed system was fabricated and measured. Fig. 5(a) shows the comparison of the measured (dashed black line) and simulated (solid red line) scattering parameters. Good agreement between simulated and measured results is seen for the $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ parameters. However, the expected depth in the $|S_{21}|$ curve does not appear in the lower band for the measured results. To be sure that this difference is not due to simulation problems, this antenna was also simulated using the Microwave Studio electromagnetic simulator software developed by the Computer Simulation Technology “CST” society [18]. We can observe in Fig. 5(b) that the two curves have the same

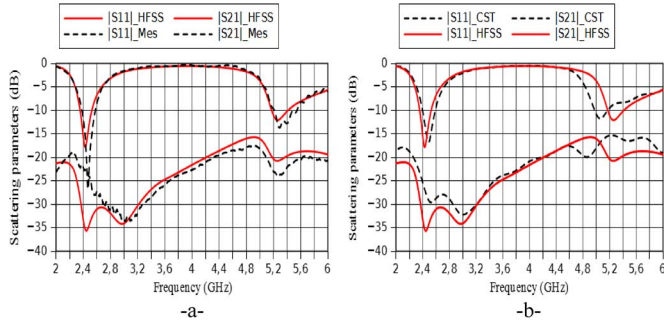


Fig. 5. (a) Comparison of simulated (solid red line) and measured (dashed black line) scattering parameters for the proposed system. (b) Comparison of simulated HFSS (solid red line) and CST (dashed black line) scattering parameters for the proposed system.

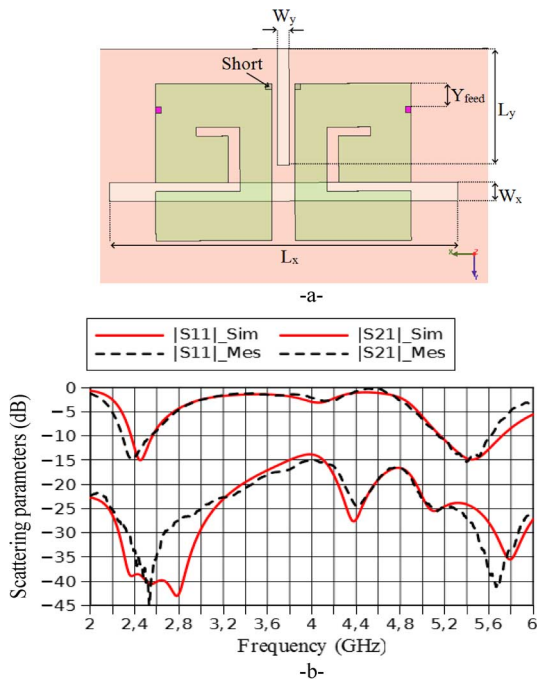


Fig. 6. New proposed antenna (with substrate). (a) Top view. (b) Comparison of simulated (solid red line) and measured (dashed black line) scattering parameters.

behavior; apparition of the two depths in the lower and higher band, with a small-frequency detuning and level offset.

It is suspected that the difference between simulated and measured results is attributed to the fabrication tolerances and measurement uncertainties. Therefore, another fabrication technology was investigated to obtain a better design being less sensitive to manufacturing tolerances. The idea was to use the same slots etched on a metalized substrate. An FR4 epoxy substrate with permittivity of 4.4, dielectric loss tangent of 0.02, and thickness of $h = 0.8$ mm was selected. The two slots were then inserted on the metallic face behind the substrate [Fig. 6(a)]. All the new dimensions are listed in Table I (all dimensions are in millimeters).

Fig. 6(b) shows a comparison between simulated (HFSS) and measured results. A very good agreement is obtained between the two curves. Compared to the previous proposed antenna without substrate, the deep null in the lower band indeed exists

TABLE I
DIMENSIONS IN MILLIMETERS OF THE NEW
PROPOSED ANTENNA (WITH SUBSTRATE)

W_x	W_y	L_x	L_y	Y_{feed}	W_{PIFA}	L_{PIFA}	H_{sub}
1.6	1	30	10	2	10	13.5	0.8

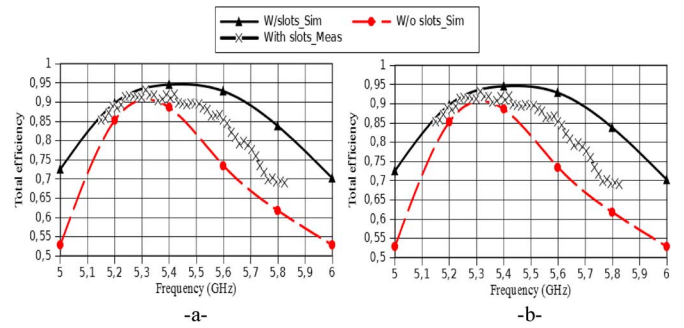


Fig. 7. Simulated and measured total efficiency of the proposed antenna (with substrate): (a) in the lower band, and (b) in the higher band.

in this case. Also, compared to the antenna without any substrate, this new design gives a better performance in terms of matching and isolation in both bands. In the lower band, the obtained $|S_{21}|$ parameter is lower than -35 dB, and lower than -24 dB in the entire higher band.

The simulated total efficiency for the proposed antenna system with substrate was higher than 92% and 87%, respectively, in the lower and higher entire bands. These results are better than those obtained without any slots, especially in the higher band. This is because the levels of both matching and isolation are enhanced with this new design. Satisfactory measured results were obtained in the two bands; a total efficiency higher than 80% and 70% for the overall lower and higher bands (Fig. 7)

Fig. 8 shows the measured gain radiation patterns at 2.45 and 5.44 GHz. Due to the symmetry of our multiantennas system, the radiation patterns of the two antennas tend to cover, relatively, complementary space regions, which can provide pattern diversity to overcome the multipath fading problem and enhance the system performance.

III. PARAMETRIC STUDY

To describe the different stages and techniques developed to achieve the proposed antenna system, a detailed parametric study is presented in this section. This allows further understanding and the control of the effect of some parameters of the slots used on the PCB as their number, length, width, and position on the performance of our system.

To achieve the maximum isolation performance between the proposed dual-band PIFAs, first, two types of slots were used independently. The first one is along the y -axis (slot_y) and the second one is along the x -axis (slot_x) (Fig. 2).

According to the studies carried out on these configurations, we have seen that for some values of length L_y (or L_x), widths W_y (or W_x) and some positions P_y (or P_x), we can obtain acceptable isolation performance but only in a single band.

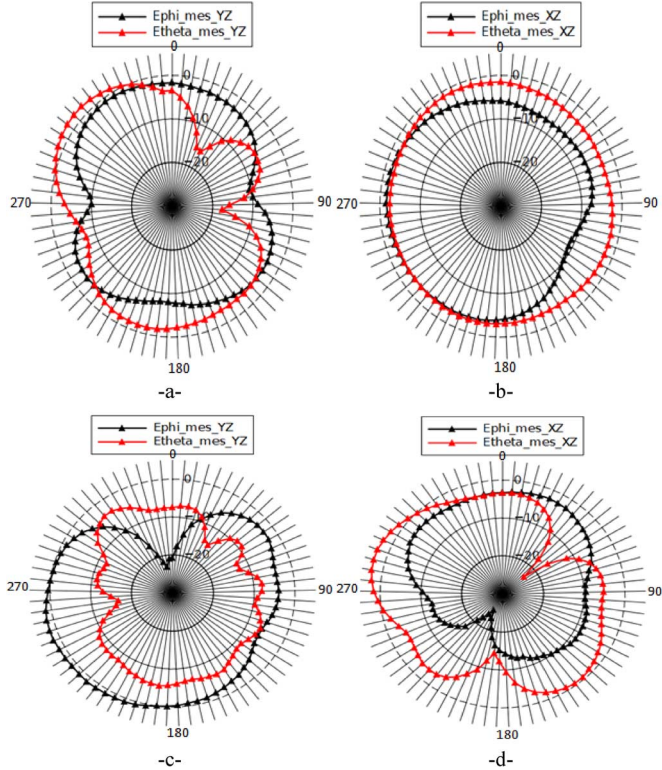


Fig. 8. Measured radiation patterns of the proposed antenna: at 2.45 GHz for (a) the YZ -plane and (b) the XZ -plane; and at 5.44 GHz for (c) the YZ -plane and (d) the XZ -plane.

We conclude that to enhance the isolation in the other frequency band, we have to use two slots on the PCB simultaneously. Several configurations are studied, and a further disturbance on the ground current distribution could be achieved through the addition of a second slot perpendicular to the first one. The addition of the second slot with this configuration tended to add another discontinuity in the ground current path and was expected to have a band-notch behavior on the overall desired bands. The results of this parametric study are shown in only two figures due to the limited space. The effect of the physical parameters of the slots L_x (from 5 to 30 mm), L_y (from 2 to 12 mm), W_x (from 0.5 to 2 mm), W_y (from 0.5 to 2 mm), P_x (from 9 to 19 mm), P_y (from 2 to 24.5 mm “center of the PCB”) on the variation of the position (in terms of frequency) of the depth of $|S_{11}|$ (resonant frequency) and the depth of $|S_{21}|$, is denoted “ Δf_r (MHz),” and the variation of the minimum value of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ is noted “ ΔS (dB),” in the lower (black) and higher (red) frequency band (Fig. 9; note that we are interested by the level of variation and not the sense of variation).

In some cases, the improvement of the isolation, due to the insertion of slots, is achieved to the detriment of a worse matching. For example, when we increase the value of the length L_y , the isolation parameter level is improved ($\Delta S \approx 30$ dB), which is explained by the apparition of a $|S_{21}|$ depth. But at the same time, a degradation of the matching parameter is observed ($\Delta S_{11} \approx 10$ dB). Another example, in the lower band, is the increase of the width W_x , which has an important effect on the position of the $|S_{21}|$ depth ($\Delta f_r \approx +700$ MHz) and increases its level ($\Delta S_{21} \approx +15$ dB) without any significant effect on the matching level. The other parameters

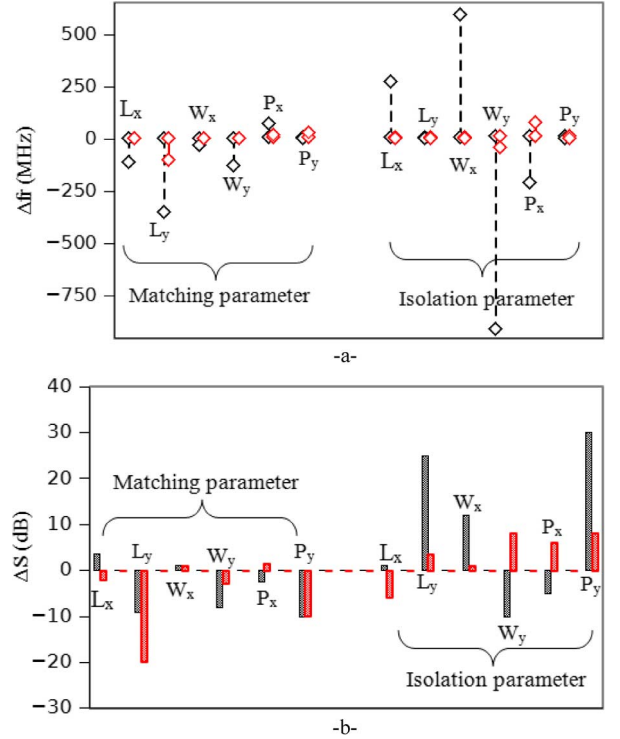


Fig. 9. Results of the parametric study for the lower (black) and higher (red) frequency bands: (a) Δf_r (MHz), and (b) ΔS (dB).

have opposite effects which give to the designer more freedom degrees to optimize the multiantenna system.

All these effects are the results of two mainly coupling mechanisms: conductive and radiative. The first one is caused by the currents induced by the antenna on the ground plane, previously discussed, and the second one is due to the near fields generated by the antennas which complicates and makes difficult to predict the resulting behavior of the system when varying one of the physical parameter of the slots. Therefore, this parametric study allows us to have an idea about the system behavior in terms of matching and isolation depending on the length, width, and position of the used slots, and thus facilitates the design and optimization of the system.

IV. DIVERSITY AND MIMO PERFORMANCE EVALUATION OF THE PROPOSED SYSTEM

The diversity and MIMO performance of the proposed antenna system are studied in this section. They have been evaluated by calculating the correlation, the diversity system gain in indoor environment, and the channel capacity of the proposed system using the measurement-based antenna test bed (MEBAT) developed by Aalto (TKK)/SMARAD [19]–[22]. This can also be done using the technique called “antenna multiplexing efficiency” [23], [24].

The indoor channel measurement scenarios used in this paper took place in a campus of the Helsinki University of Technology, as shown in Fig. 10(a) and (b) for 2.154 and 5.3 GHz. In the lower frequency band, the transmitter is placed at Tx1 or Tx2 location and the receiver moves along I, C, D, or J routes, as shown in Fig. 10(a). In the higher frequency band, the transmitter is placed at BS (Tx) location, and the receiver moves along the routes 1, 2, or 3 [Fig. 10(b)].

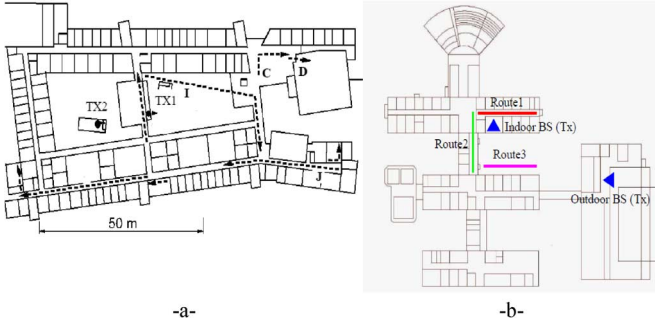


Fig. 10. Indoor real environment (Helsinki Campus University) used for the MEBAT measurement: (a) 2 GHz, and (b) 5 GHz.

TABLE II
MEBAT DIVERSITY PERFORMANCE

	MEBAT			
	2.45GHz		5.45GHz	
	ρ_c	DSG (dB)	ρ_c	DSG (dB)
With slots	0.01	9.5	0.2	8.6
Without slots	0.15	7.9	0.3	7.1

TABLE III
PROBABILITY TO OBTAIN A HIGHER CAPACITY THAN 3 b/s/Hz FOR THE OVERALL MEASUREMENT DATA IN THE LOWER BAND

	Route C	Route I	Route J
With slots	70%	60%	40%
Without slots	30%	30%	10%

A. Diversity Performance

The values of the envelope correlation coefficient and the DSG, calculated for 1% probability for the two configurations with/without slots obtained by the MEBAT tool, are listed in Table II. Considering the obtained results, we can conclude that the insertion of slots on the metallic side of the substrate enhances considerably the DG of the system, especially in the lower band. Moreover, MEBAT results show that the proposed system maintains good performance in a real environment.

B. MIMO Performance

In this section, the channel capacity of the system with and without slots is computed using MEBAT in the presented indoor scenarios (Fig. 10).

At lower frequencies, we have calculated the channel capacities for the routes C and J when the transmitter is fixed in the Tx2 location and the receiver moves along these routes in the first floor of the building [Fig. 10(a)]. The slots enhance, significantly (depending on the routes), the channel capacities of the system. As an example, for route ‘‘C,’’ the probability to obtain a higher capacity than 3 b/s/Hz for the system without slots is approximately 30% for the overall measurement data. This probability increases to 70% by the insertion of the slots. The probabilities for routes C, I, and J at lower frequencies are listed in Table III.

To show the benefit of the slots, we have also calculated the capacity for different considered routes for signal-to-noise ratio (SNR) = 10 dB and SNR = 20 dB. The obtained capacities for the system with and without slots, for routes C, I, and J, are listed in Table IV.

TABLE IV
OBTAINED CAPACITY FOR DIFFERENT SNR VALUES: LOWER BAND

	Route C		Route I		Route J	
	SNR (dB)		SNR (dB)		SNR (dB)	
	10	20	10	20	10	20
With slots	6.5	13	7	13.5	6	12.2
Without slot	5.2	11	5.8	12	5	10.8
Improvement	1.3	2	1.2	1.5	1	1.4

TABLE V
PROBABILITY TO OBTAIN A HIGHER CAPACITY THAN 3 b/s/Hz FOR THE OVERALL MEASUREMENT DATA IN THE HIGHER BAND

	Route 1	Route 2	Route 3
With slots	95%	95%	98%
Without slots	90%	92%	92%

TABLE VI
OBTAINED CAPACITY FOR DIFFERENT SNR VALUES: HIGHER BAND

	Route 1		Route 2		Route 3	
	SNR (dB)		SNR (dB)		SNR (dB)	
	10	20	10	20	10	20
With slots	12.1	18.8	9	15.5	11	17
Without slot	9.9	16	8	14.6	7	13
Improvement	2.2	2.8	1	0.9	4	4

Depending on the routes, the value of the capacity can be improved up to 1.3 b/s/Hz (20%) for SNR = 10 dB and up to 2 b/s/Hz (15.4%) for SNR = 20 dB, which shows the effectiveness of the proposed isolation technique.

In the higher frequency band, the transmitter is placed at the BS (Tx) location, and the receiver moves along routes 1, 2, or 3. The probabilities to obtain a higher capacity than 3 b/s/Hz for the system with and without slots for all the routes are listed in Table V. The probability to obtain a higher capacity than a threshold can be improved up to 10% by the insertion of the slots.

The enhancement of the capacity by the insertion of the slots for SNR = 10 dB is about 2.2 b/s/Hz (18.2%) and 1 b/s/Hz (11.1%) for routes 1 and 2, respectively. The capacities obtained for SNR = 10 and 20 dB for the three routes are shown in Table VI.

V. CONCLUSION

In this paper, we proposed and studied an efficient technique to enhance the isolation between two dual-band closely spaced PIFAs.

We first showed that it was possible to enhance the isolation in the lower or higher desired bands by inserting only one slot along the Oy -axis or the Ox -axis in the common PCB. A parametric study has shown that the position, orientation, length, and width of each slot allow controlling the apparition of a high level of isolation only in the lower or higher band.

In the second step, to simultaneously achieve a good isolation in the higher and lower bands, we proposed to insert a first slot on the PCB along the Oy -axis and a second slot along the Ox -axis. This new configuration allows obtaining a good isolation in the two bands by achieving a deep null of the $|S_{21}|$ parameter for two specific frequency bands. By tuning the po-

sition, length, and width of the inserted slots, it was possible to maximize and control the frequency position of this deep null.

The proposed multiantenna system has been fabricated and tested. A good agreement between simulated and measured results was obtained in terms of scattering parameters and total efficiency. The diversity and MIMO performance of the system has been also evaluated in real environments for the two bands, using the MEBAT tool, which combines the radiation pattern of the antenna under test and different propagation environments previously measured by Aalto University. The results showed that this solution is physically acceptable for practical implementations in realistic radio communication devices where the PIFAs have to be closely spaced due to the volume dedicated to other electronic components.

Antennas considered in this study are relatively big; we have demonstrated a concept, and future studies are considered on more realistic antennas. Also, it will be indeed interesting to study the capacity at different frequency bands in the same propagation environment. There is a limited number of radio propagation measurements available for such analyses. However, we leave the analysis as a future study item.

REFERENCES

- [1] T. Bolin, A. Derneryd, G. Kristensson, V. Plicanic, and Z. Ying, "Two-antenna receive diversity performance in indoor environment," *IET Electron. Lett.*, vol. 41, no. 22, pp. 1205–1206, Oct. 27, 2005.
- [2] C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "A compact four-element diversity-antenna array for PDA terminals in a MIMO system," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 5, pp. 408–412, Mar. 5, 2005.
- [3] J. Villanen, P. Suvikunnas, C. Icheln, J. Ollikainen, and P. Vainikainen, "Advances in diversity performance analysis of mobile terminal antennas," in *Proc. Int. Symp. Antennas Propag.*, Sendai, Japan, Aug. 2004, pp. 649–652, paper 3A3.3.
- [4] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Envelope correlation in (N, N) MIMO antenna array from scattering parameters," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 5, pp. 832–834, May 2006.
- [5] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 1994, ch. 2.
- [6] A. P. Feresidis, T. Kokkinos, and Q. Li, "Isolation enhancement of monopole antennas and PIFAs on a compact ground plane," in *Proc. Loughborough Antennas Propag. Conf.*, Loughborough, U.K., Nov. 2009, pp. 465–468.
- [7] K.-C. Chim, K. C. L. Chan, and R. D. Murch, "Investigating the impact of smart antennas on SAR," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1370–1374, May 2004.
- [8] A. Derneryd and G. Kristensson, "Signal correlation including antenna coupling," *IET Electron. Lett.*, vol. 40, no. 3, pp. 157–159, Feb. 5, 2004.
- [9] A. Chebichi, C. Luxey, A. Diallo, P. Le Thuc, and R. Staraj, "A novel isolation technique for closely spaced PIFAs for UMTS mobile phones," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 665–668, 2008.
- [10] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossias, "Enhanced two-antenna structures for UMTS diversity terminals," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 1, pp. 93–101, Feb. 2008.
- [11] C.-C. Hsu, K.-H. Lin, H.-L. Su, H.-H. Lin, and C.-Y. Wu, "Design of MIMO antennas with strong isolation for portable applications," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Charleston, SC, Jun. 1–5, 2009, DOI: 10.1109/APS.2009.5171635.
- [12] R. Mäkinen, V. Pynttari, J. Heikkinen, and M. Kivikoski, "Improvement of antenna isolation in hand-held devices using miniaturized electromagnetic band-gap structures," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 10, pp. 2508–2513, Oct. 2007.
- [13] K.-J. Kim and K.-H. Ahn, "The high isolation dual-band inverted F antenna diversity system with the small N-section resonators on the ground plane," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 3, pp. 731–737, Mar. 2007.
- [14] K.-J. Kim, W.-G. Lim, and J.-W. Yu, "High isolation internal dual-band planar inverted-F antenna diversity system with band-notched slots for MIMO terminals," in *Proc. 36th Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2006, pp. 1414–1417.

- [15] R. Addaci, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, and R. Staraj, "Dual-band WLAN multi-antenna system with high isolation," in *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Apr. 11–15, 2011, pp. 2478–2482.
- [16] S. Zhang, B. K. Lau, Y. Tan, Z. Ying, and S. He, "Mutual coupling reduction of two PIFAs with a T-shape slot impedance transformer for MIMO mobile terminals," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp. 1521–1531, Mar. 2012.
- [17] ANSYS Corp., HFSS Software, v. 15 [Online]. Available: <http://www.ansys.com/>
- [18] Computer Simulation Technology (CST), 2013 [Online]. Available: <https://www.cst.com/>
- [19] P. Suvikunnas, J. Villanen, K. Sulonen, C. Icheln, J. Ollikainen, and P. Vainikainen, "Evaluation of the performance of multiantenna terminals using a new approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 5, pp. 1804–1813, Oct. 2006.
- [20] P. Vainikainen, M. Mustonen, M. Kyrö, T. Laitinen, C. Icheln, J. Villanen, and P. Suvikunnas, "Recent development of mimo antennas and their evaluation for small mobile terminals," in *Proc. 17th Int. Conf. Microw. Radar Wireless Commun.*, May 19–21, 2008, pp. 1–10.
- [21] K. Kalliola, H. Laitinen, L. Vaskelainen, and P. Vainikainen, "Real-time 3-D spatial temporal dual-polarized measurement of wideband radio channel at mobile channel," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 2, pp. 439–446, Apr. 2000.
- [22] P. Suvikunnas, J. Salo, L. Vuokko, J. Kivinen, K. Sulonen, and P. Vainikainen, "Empirical comparison of MIMO antenna configurations," in *Proc. Veh. Technol. Conf.*, Stockholm, Sweden, May 30–Jun. 1 2005, DOI: 10.1109/VETECS.2005.1543248.
- [23] R. Tian, B. K. Lau, and Z. Ying, "Multiplexing efficiency of MIMO antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 183–186, 2011.
- [24] R. Tian, B. K. Lau, and Z. Ying, "Multiplexing efficiency of MIMO antennas in arbitrary propagation scenarios," in *Proc. 6th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Prague, Czech Republic, Mar. 26–30, 2012, pp. 373–377.



Rafik Addaci was born in Batna, Algeria. He received the M.Sc. degree in electrical and electronics engineering from the University of Batna, Batna, Algeria, in 2004, the Magister degree in microwave for telecommunication from the University of Constantine, Constantine, Algeria, in 2006, the D.E.A. degree from the National Polytechnic Institute of Toulouse, University of Toulouse, Toulouse, France, in 2008, and the Ph.D. degree from the University of Nice, Sophia Antipolis, France, in 2011.

He is currently a Researcher at the Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTAR), with LEOST Team, in Villeneuve d'Ascq, France. His studies focus on multiantenna design, MIMO systems, miniaturized antennas design, metamaterials, and antenna modeling.

Dr. Addaci serves as a reviewer for several technical journals (IEEE ANTENNA AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS and the IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION).



Katsuyuki Haneda (S'03–M'07) received the D.Eng. degree from the Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan, in 2007.

Having served as a Postdoctoral Researcher at the SMARAD Centre of Excellence, Aalto University (former Helsinki University of Technology) School of Electrical Engineering, Espoo, Finland, he is presently holding an Assistant Professor position in the Aalto University School of Electrical Engineering. His current research activities focus on high-frequency radios such as millimeter-wave and

beyond, wireless for medical applications, radio wave propagation prediction, and in-band full-duplex radio technologies.

Dr. Haneda was the recipient of the best paper award of the antennas and propagation track at the IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC2013-Spring), Dresden, Germany, and of the best propagation paper award at the 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2013), Gothenburg, Sweden. He also received the Student Paper Award presented at the 7th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC '04). Dr. Haneda has been serving as an Associate Editor for the IEEE

TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION since 2012. He also served as a Cochair of the topical working group on indoor environment in the European COST Action IC1004 “Cooperative radio communications for green smart environments” during 2011–2013.



Aliou Diallo was born in Dakar, Senegal. He received the D.E.A. degree with specialization in propagation, telecommunications, and teledetection and the Ph.D. degree in electronics from the Laboratoire d'Electronique, Antennes et Telecommunications (LEAT), University of Nice Sophia-Antipolis, Sophia Antipolis, France, in 2004 and 2007, respectively, where he received the best electronics Ph.D.'s prize in France from the club of the professors (teaching and research) in electronics, electrotechnics, and automatic.

He is an Associate Professor at IUT Electrical Engineering and Researcher at the LEAT, University of Nice-Sophia Antipolis. His major research area is antenna design and measurements methods for wireless communications, and multi-antenna solutions for diversity and multiple-input–multiple-output (MIMO) purposes.

Prof. Diallo has presented several conference papers and is a corecipient of the H.W. Wheeler Award of the IEEE Antennas and Propagation Society for the best application paper of 2006 of the IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION and the best collaboration paper of the 2007 European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).



Philippe Le Thuc (M'12) was born in Grasse, France, in 1975. He received the D.E.A. degree in propagation, remote sensing, and telecommunications and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nice-Sophia Antipolis (UNS), Sophia Antipolis, France, in 1999 and 2003, respectively.

Since 2004, he has held an Assistant Professor position at the UNS. He is doing his research at the Laboratory of Electronic, Antennas and Telecommunications (LEAT). His research mainly focuses on the

design of small antennas, antenna systems for multiple-input–multiple-output (MIMO) applications and antennas associated with sensors for biomedicine and radio-frequency identification.



Cyril Luxey (M'06–SM'09) was born in Nice, France, in 1971. He received the D.E.A. degree (the M.S. degree) and the Ph.D. degree in electrical engineering, both with honors (*summa cum laude*), from the University Nice–Sophia Antipolis, Sophia Antipolis, France, in 1996 and 1999, respectively.

During his Ph.D. research, he worked on several antenna solutions for automotive applications such as printed leaky-wave antennas, quasi-optical mixers, and retrodirective transponders. From 2000 to 2002, he was with Alcatel, Mobile Phone Division,

Colombes, France, where he was involved in the design and integration of internal antennas for commercial mobile phones. In 2003, he was recruited as an Associate Professor at the Polytechnic School of the University Nice-Sophia Antipolis. Since 2009, he has been a Full Professor at the IUT Réseaux et Télécoms, Sophia Antipolis, France, where he is the head of a technical bachelor degree program. He is doing his research in the EpOC team of the University Nice-Sophia Antipolis and he is also the Codirector of this team. In October 2010, he has been appointed a Junior Member of the prestigious “Institut Universitaire de France (IUF)” institution for five years. He is a Lecturer in the European School of Antennas for the “Industrial Antennas” course held at IMST. He is also one of the French Delegates of the COST IC1102 action Versatile, Integrated, and Signal-aware Technologies for Antennas (VISTA)

within the ICT domain. He has authored or coauthored more than 250 papers in refereed journals, in international and national conferences, and as book chapters. He has given more than 15 invited talks. His current research interests include the design and measurement of millimeter-wave antennas, electrically small antennas (theoretical limits and Wheeler cap techniques), antennas in-package, LTCC modules for 60- and 120-GHz applications, multi-antenna systems for diversity, and multiple-input–multiple-output (MIMO) techniques.

Prof. Luxey is an Associate Editor for IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, and a reviewer for IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, the IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS CONFERENCE LETTERS, *IET Electronics Letters*, *IET Microwave Antennas and Propagation*, and several European and U.S. conferences in the field of microwave and antennas. Together with his students, he received the H. W. Wheeler Award of the IEEE Antennas and Propagation Society for the best application paper of 2006. He is the Corecipient of the Jack Kilby Award for Outstanding Student Paper at the 2013 International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) in collaboration with the Berkeley Wireless Research Center (BWRC); the best paper of the 2007 European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP); the best paper award of the 2009 International Workshop on Antenna Technology (iWAT); the best paper award of the 2012 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC); the third place best paper student award of the 2013 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC). He has been the General Co-Chair of the 2011 Loughborough Antennas and Propagation Conference, the Award and Grant Co-Chair of the 2012 European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) and the Keynote Paper Co-Chair of EuCAP 2013.



Robert Staraj was born in Antibes, France, in 1965. He received the Ph.D. degree in electronics in antennas from the University of Nice-Sophia Antipolis (UNS), Sophia Antipolis, France, in 1992.

In 1993, he becomes an Assistant Professor at the Electronics Engineering School Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Nice-Sophia Antipolis (ESINSA) and the Laboratory of Electronics, Antennas and Télécommunications (LEAT), Sophia Antipolis, France. Since 2003, he has been a Full Professor at the Ecole Polytechnique de l'Université de

Nice-Sophia and in charge of the Telecommunication and Network speciality in the Electronics Department. He is also the Assistant Director of the GDR Ondes (French National Research Group on Waves) of the CNRS and Assistant Director of the LEAT in charge of the projects on antennas. He is the Head of the research group Conception et Modélisation d'Antennes (CMA) of the LEAT. His research focuses on printed antennas; microstrip arrays; active, integrated, or autoadaptive antennas; miniature antennas for wireless communications; radio-frequency identification (RFID) and multiple-input–multiple-output (MIMO) systems; and biomedically implanted antennas.



Pertti Vainikainen received the M.S. degree in technology, the Licentiate of Science in technology, and the Doctor of Science in technology from Helsinki University of Technology (TKK), Helsinki, Finland, in 1982, 1989, and 1991, respectively.

From 1992 to 1993, he was an Acting Professor in Radio Engineering; in 1993, he became an Associate Professor in Radio Engineering; and, in 1998–2012, he was a Professor in Radio Engineering, all in the Radio Laboratory (now, the Department of Radio Science and Engineering) of TKK (now Aalto University, Aalto, Finland). In 1993–1997, he was the Director of the Institute of Radio Communications (IRC) of TKK, and a Visiting Professor in 2000 at Aalborg University, Aalborg, Denmark and, in 2006, at the University of Nice, Nice, France. He is the author or coauthor of six books or book chapters and about 320 refereed international journal or conference publications and the holder of 11 patents. His main fields of interest are antennas and propagation in radio communications and industrial measurement applications of radio waves.

Miniature antennas embedded in electronic devices with micro-SD card form factor for telemedicine applications

H. Hamouda, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas

Two different types of inverted-F antennas which can be integrated into a micro-SD (μ SD) card are presented. The antennas operate in the new band from 2.4835 to 2.5 GHz dedicated to medical applications. The volume available for the antenna in the μ SD card is only $11 \times 3 \times 1 \text{ mm}^3$. Performance in terms of bandwidth, the radiation efficiency and the gain of the two structures is compared and discussed. The μ SD card is intended to fit multiple devices with different ground plane dimensions. As an example, the influence of the μ SD card position on a standard printed circuit board of $100 \times 40 \text{ mm}^2$ is also studied.

Introduction: Today, many factors such as the growing cost of treating chronic diseases, the ageing population, the congestion of medical facilities and the shortage of healthcare professionals in rural areas, are driving the need to develop tools and solutions to improve healthcare delivery. The STM3 (Solution for Treatment and Monitoring of Medicine Mobile) project in which we are involved offers an architecture using the electronic exchange of medical information.

Fig. 1 outlines the chain of the data link. The mobile phone, but it can be another communicating object, features a micro-SD (μ SD) card playing an important role to ensure the link between the patient and the mobile network. In this application, the μ SD card is the hub module integrating the antenna operating at 2.49 GHz for collecting information from different low power active medical implants, which is a new technology providing high-speed communications capability.

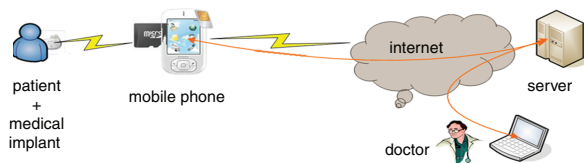


Fig. 1 Datalink considered in STM3 project

However, the antenna integration on a μ SD card faces severe constraints. In fact, the specification requires a volume of $11 \times 3 \times 1 \text{ mm}^3$ for the antenna, a bandwidth ranging from 2.483 to 2.5 GHz and a gain greater than 0 dBi, while the antenna size is related to the wavelength ($\lambda/2$) which at this frequency is equal to 60 mm. Therefore, there exists a need for small antennas. Many miniaturisation techniques have been already presented in the literature [1]. Meandering or folding techniques have been widely used in many applications. It forces the current to flow from the longer path, thus allowing a reduction in the overall size of the radiating element to $\lambda/6$ [2]. The antenna size can also be decreased by using the capacitive technique that can be realised by folding the open end of the resonator. It allows a reduction of the resonator size of more than 50% [3]. In this Letter, we present the design of miniature inverted-F antennas (IFAs) integrated into an electronic device with the form factor of a μ SD card. Simulated and measured results for the two different structures are presented and discussed. Finally, the position of the μ SD card on a standard printed circuit board (PCB) of a mobile phone with dimensions of $100 \times 40 \text{ mm}^2$ is investigated, by taking into account different antenna positions.

Configuration of antennas: The dimensions of the μ SD card are $11 \times 15 \times 1 \text{ mm}^3$ and the volume available for the antenna has been set to $11 \times 3 \times 1 \text{ mm}^3$, i.e. $\lambda/11 \times \lambda/40 \times \lambda/120$ at 2.49 GHz. The two antenna designs realised on an FR4 substrate ($\epsilon_r = 4.4$, $\text{tg}\delta = 0.02$) are presented in Fig. 2.

The feed is made up of a microstrip line with a width of 2 mm, in order to minimise the influence of the coaxial probe on the antenna radiation. To obtain a good impedance matching, the grounded end of the radiating element is connected through vias to the PCB ground plane; this allows a better management of the space needed for the antenna structure. The PCB with dimensions of $12 \times 11 \text{ mm}^2$ can receive the radio transceiver. In Fig. 2a, the radiating element is printed on the

upper layer of the substrate, using a progressive meandered line, having an increasing width starting from 0.3 mm at the feeding point to 0.9 mm towards the open end. The total length of the meander segments is close to $33 \text{ mm} \approx \lambda/4$. In Fig. 2b, the radiating element is composed of several inclined 45° segments (of widths equal to 0.55 mm) printed on the upper and the bottom layer of the substrate and connected by vias. This structure is called a three-dimensional (3D) triangular meandered antenna.

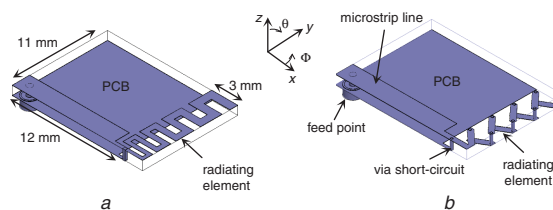


Fig. 2 Proposed antennas

- a Progressive meandered IFA
- b 3D triangular meandered IFA

Performance of antennas and discussion: The progressive meandered structure is the best layout solution among the different two-dimensional (2D) meandered structures. In fact, this technique allows a good management of the current concentration located on the first part of the resonator beside the short circuit. By using more meanders in this part, the current path is extended faster, which reduces the resonator size. The meander segments are now better spaced with a larger width. The radiating performance of this antenna shows that the radiation efficiency reaches 24% instead of 21% with the regular meander structure. The corresponding maximum realised gain of this structure in free space is equal to -4 dBi .

With the second solution, by using all the dimensions of the volume dedicated to the antenna, the 3D triangular meandered IFA leads to a better performance. In fact, the radiation efficiency increases to 28% and the realised gain increases to -3.4 dBi . In Fig. 3, the return loss obtained by simulation (HFSS) and measurement of the two structures shows a good agreement. The bandwidth of the 3D meander structure is slightly reduced to 33 MHz instead of 37 MHz with the 2D structure, but it remains sufficient to cover the desired bandwidth. The radiation patterns of the 3D triangular meandered structure at the resonance frequency in the xz - and xy -planes are plotted in Fig. 4. The radiation pattern is similar to a dipole radiation. The 2D meander structure has the same radiation behaviour.

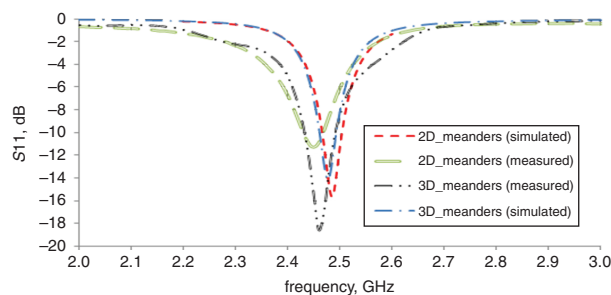


Fig. 3 Measured and simulated return loss for proposed antennas

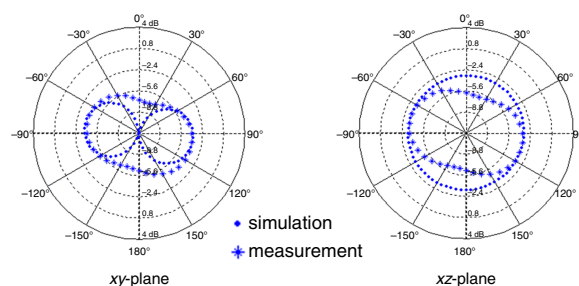


Fig. 4 Measured and simulated radiation patterns of 3D triangular meandered antenna

Influence of mobile phone PCB: The μ SD card is designed to fit multiple devices with varying dimensions. As a first example of application, we have considered a PCB with the classical dimensions of $100 \times 40 \text{ mm}^2$. The structure with the 3D triangular meander was chosen as the best candidate to be embedded on the μ SD card which is positioned at 1 mm above the PCB of the mobile phone, as shown in Fig. 5. The μ SD card is protected by a metal shield cover. The two ground planes are connected through a metallic via. Three positions (pos) of the μ SD card on the PCB were studied and compared. Pos 0 mm corresponds to a μ SD card with the edge of its antenna along the PCB.

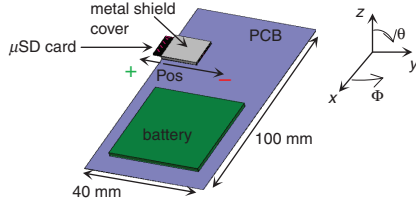


Fig. 5 Positions of μ SD card on PCB of mobile phone

Fig. 6 shows that when the antenna exceeds 3 mm on the side of the PCB, the resonance frequency shifts by -5.2% compared with the case without the PCB. When the antenna is in the middle of the PCB (pos = -10 mm), the resonance frequency shifts then by -13.2% with a strong mismatch.

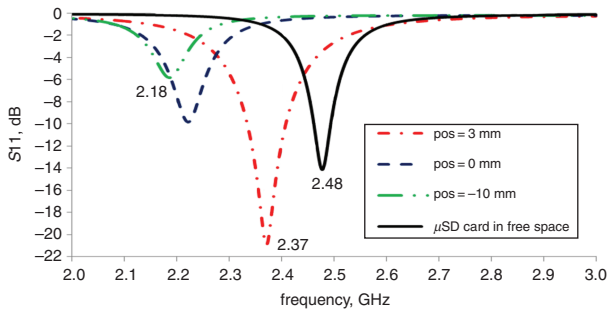


Fig. 6 Influence of position of μ SD card on PCB

A prototype has been optimised and fabricated for the case where the antenna exceeds 3 mm on the side of the PCB. The global size of the antenna is enlarged by the PCB, which participates in the antenna radiation. The bandwidth increases to 75.5 MHz at -10 dB , the radiation efficiency reaches 75.1% and the maximum realised gain obtained is 0.6 dBi. Fig. 7 shows the measured and simulated far-field gain radiation patterns in the xz and xy -planes. These patterns exhibit a quasi-omnidirectional character especially in the xz -plane. Finally, Table 1 summarises the performance of the different studied antennas.

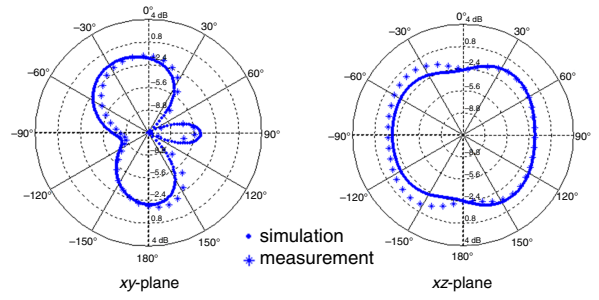


Fig. 7 Measured and simulated radiation patterns of 3D triangular meandered antenna placed on PCB

Table 1: Performance of different studied antennas

	BW (MHz)	Quality factor	η_{ray} (%)	Gain _{max} (dBi)
2D_meanders	37	47	24	-4
3D_meanders	33	49	28	-3.4
μ SD on phone's PCB	75.5	25	75	0.6

Conclusion: A miniature antenna associated to an electronic device having a μ SD card form factor is presented. This module is dedicated to ensure communication with medical implants in the context of tele-medicine applications. Two different forms of the radiating element are investigated and discussed. Using the full space allocated to the antenna as with the 3D triangular meander structure, leads to obtaining a better performance. This Letter also shows that for any mobile device with a μ SD slot, a protrusion of 3 mm of the μ SD allows an enhancement in the performance of the antenna in terms of bandwidth and radiation efficiency.

Acknowledgment: This work was supported by the STM3 FUI project, funded by the French Government (DGE-DGCIS: FUI no. 9CG06_056335).

© The Institution of Engineering and Technology 2014

13 December 2013

doi: 10.1049/el.2013.4081

One or more of the Figures in this Letter are available in colour online.

H. Hamouda, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas (*Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications, University of Nice, UMR CNRS 7248 Campus SophiaTech – Bâtiment Forum 930 route des Colles, BP 145, 06903 Sophia Antipolis, France*)

E-mail: hafedh.hamouda@unice.fr

References

- 1 Skrivervik, A.K., Zurcher, J.-F., Staub, O., and Mosig, J.R.: 'PCS antenna design: the challenge of miniaturization', *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2001, **43**, (4), pp. 12–27
- 2 Yoon, J., and Ko, J.: 'Compact meander-type antenna integrated with the module package for Bluetooth operation', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2010, **52**, (2), pp. 458–462
- 3 Villeger, S., Le Thuc, P., Staraj, R., and Kossiavas, G.: 'Dual-band planar inverted-F antenna', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2003, **38**, (1), pp. 40–42