



HAL
open science

Antenne Ultra Miniature Adaptative pour Applications IoT

Rana Berro

► **To cite this version:**

Rana Berro. Antenne Ultra Miniature Adaptative pour Applications IoT. Optique / photonique. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2022. Français. NNT : 2022GRALT014 . tel-03691758

HAL Id: tel-03691758

<https://theses.hal.science/tel-03691758v1>

Submitted on 9 Jun 2022

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radio fréquences**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Rana BERRO

Thèse dirigée par **Christophe DELAVEAUD** et
encadrée par **Serge BORIES**

préparée au sein du **Laboratoire d'Antenne , Propagation et
Couplage Inductif (LAPCI) – CEA LETI**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,
Automatique, Traitement du Signal (EEATS)**

**Antenne Ultra Miniature Adaptative pour
Applications IoT**

**Adaptive Ultra Miniature Antenna for IoT
Applications**

Thèse soutenue publiquement le **11 Mars 2022**,
devant le jury composé de :

M. Ala SHARAIHA

Professeur, Université Rennes I (IETR), Président

M. Robert STARAJ

Professeur, Université Côte d'Azur (LEAT), Rapporteur

M. Hervé AUBERT

Professeur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Rapporteur

M. Christophe DLEAVEAUD

Ingénieur HDR, CEA Grenoble, Directeur de thèse

M. Serge BORIES

Ingénieur de recherche, CEA Grenoble, Examineur

Mme. Laure HUITEMA

Maitre de conférence HDR, Université de Limoges (XLIM), Examineur

M. Tan-Phu VUONG

Professeur, Grenoble INP, Examineur

M. Guy VANDENBOSCH

Professeur, Katholieke Universiteit Leuven, Examineur



Remerciements

J'adresse ici toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse Christophe DELAVEAUD, chef du laboratoire d'antennes, propagation et couplage inductif (LAPCI) au CEA-LETI, pour m'avoir accepté de diriger mes recherches, m'avoir fait confiance durant la thèse et pour tous les précieux conseils qu'il a pu m'apporter. Ses compétences et sa grande expérience ont permis une bonne orientation du travail.

Je remercie également mon encadrant, M. Serge BORIES, pour sa supervision, sa présence et ses conseils précieux tout le long de ma thèse. Je tiens à souligner la qualité de ses observations pertinentes et sa rigueur scientifique.

J'associe à ces remerciements Mme. Joumana BOUSSEY, directrice de l'école doctorale EEATS, et M. Pascal XAVIER, responsable de spécialité « Optique et Radiofréquences », pour leur attention et leur suivi pendant les années de ma thèse.

Je remercie grandement M. Ala SHARAIHA, Professeur à l'université Rennes 1, et Mme. Laure HUITEMA, Maître de conférence HDR à l'université du Limoge, d'avoir accepté d'être membres de mon comité de suivi de thèse, pour avoir suivi l'avancement de ma thèse. Leurs observations et suggestions ont contribué à l'amélioration de mon travail.

Je remercie encore une fois le professeur M. Ala SHARAIHA d'avoir accepté de présider le jury. Il témoigne ainsi de la confiance qu'il place en mes travaux et m'honore par sa disponibilité.

Au CEA, je tiens à remercier Monsieur Sébastien DAUVE chef du département DSYS (Département Systèmes) et Dimitri KTENAS, chef du service STSF (Service Technologies Sans Fils) pour m'avoir accueillie durant ces trois années de thèse, de m'avoir permis de travailler dans de très bonnes conditions et enfin de m'avoir soutenue en mettant à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse. A ne pas oublier les assistances de direction du DSYS, notamment Mme. Sandrine BERTOLA, pour toute son aide pendant mon travail au CEA.

J'adresse ici mes plus vifs remerciements à M. Robert STARAJ, Professeur à l'université Nice Sophia Antipolis (LEAT), et M. Hervé AUBERT, Professeur à l'institut nationale polytechnique de Toulouse, pour avoir accepté d'être les rapporteurs scientifiques de cette étude et m'avoir autorisé à soutenir ce travail et pour m'avoir fourni une multitude de pistes de recherche pour les prochaines années et dont les remarques et commentaires m'ont permis de corriger certaines erreurs et d'améliorer la compréhension de ce mémoire.

Je remercie également Marwan JADID, doctorant en 3ème année au LAPCI, pour m'avoir aidé et refait des mesures après la fin de mon contrat au CEA. Je remercie aussi Christophe D'ALLOMO, Jean-François PINTOS et sa « casque d'ingénieur », Lotfi BATEL et toute l'équipe du LAPCI pour l'ambiance sympathique.

Merci aussi à Ayssar SERHAN et Alexandre GIRY, ingénieurs chercheur au laboratoire d'architecture intégrée radiofréquence, pour leur suivi et leurs conseils au début de ma thèse.

Ma mère Mona, je veux te dire merci d'avoir été et d'être, aujourd'hui encore, le meilleur modèle, pour ton amour, ton soutien et conseil permanents, pour avoir été ma confidente et ma meilleure amie. Tu as été toujours à mes côtés durant les moments difficiles.

J'exprime toute ma gratitude à ma tante Haifaa, pour son soutien inconditionnel, à la fois moral et économique, qui m'a permis de réaliser les études que je voulais. Elle était le père, la mère et l'amie. Un grand merci d'avoir fait tout ce que tu pouvais pour qu'on soit là. Tu es pour moi, une vraie source d'inspiration et d'amour.

J'adresse également mes sincères remerciements à mon frère Chawki et mes sœurs Sahar et Rim.

De peur d'en avoir oublié, je souhaite remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de ce parcours universitaire.

Table des Matières

Liste des Figures	7
Liste des Tableaux	13
Introduction Générale	14
Chapitre I : Contexte et Motivation	17
Introduction	17
1. De la 4G LTE vers 5G et IoT	18
1.1 Standards cellulaires et connectivité sub-GHz.....	18
1.2 Application pour L'Internet des Objets	20
1.3 Synthèse	25
2 Problématique.....	26
2.1 Contrainte Physique	26
2.2 Les Antennes miniatures	27
2.3 Techniques de miniaturisation	32
2.4 Synthèse	36
3 Agilité fréquentielle.....	36
3.1 Définition	37
3.2 Critères de performances	38
3.3 Reconfigurabilité par ajout de composants agiles	40
3.4 Antenne agile via un circuit d'adaptation d'impédance reconfigurable	45
3.5 Synthèse	45
4 Etat de l'art sur la modélisation.....	48
Conclusion.....	52
Références du Chapitre I.....	53
Chapitre II : Étude et modélisation d'une antenne IFA filaire non chargée	60
Introduction	61
1 Paramètres décrivant les performances d'une antenne.....	61
1.1 Impédance d'entrée	62
1.2 Résistance de rayonnement	62
1.3 Efficacité de rayonnement	63
1.4 Distribution du courant sur la structure d'antenne.....	63
1.5 Bande passante et facteur de qualité	63
2 L'antenne F inversée	64
3 Modèle électrique de l'antenne	65

3.1	Modélisation de la capacité de l'extrémité ouverte	67
3.2	Modélisation de l'inductance de l'extrémité en court-circuit	68
3.3	Impédance d'entrée d'une IFA avec modélisation des non idéalités des extrémités CO et CC	70
3.4	Modélisation des effets de bout de lignes	71
3.5	Effet de couplage : introduction d'une inductance mutuelle	78
3.6	Les pertes de rayonnement.....	78
3.7	Domaine de validité de l'antenne.....	84
4	Modèle électromagnétique de l'antenne IFA	85
4.1	Les résistances de pertes ohmiques.....	86
4.2	La résistance de rayonnement	86
5	Réalisation et mesure des prototypes	91
5.1	Impédance d'entrée	91
5.2	Gain et efficacité	94
	Conclusion.....	96
	Références du Chapitre II.....	97
	Chapitre III : Antenne IFA miniature chargée par un composant passif	100
	Introduction	100
1	Miniaturisation par ajout de composants localisés.....	101
1.1	Modèles d'une antenne IFA chargée	101
1.2	Conversion Antenne filaire (conducteur cylindrique) / antenne planaire (conducteur de type ruban).....	114
1.3	Réalisation de l'antenne IFA miniature	115
2	Miniaturisation par un réseau d'adaptation d'impédance	120
2.1	Performances de l'antenne sans et avec charge sur sa structure	120
2.2	Adaptation de l'antenne non chargée.....	122
3	Prototypage et mesures.....	131
3.1	Prototype <i>L1</i>	131
3.2	Prototype <i>L2</i>	138
3.3	Prototype <i>L3</i>	141
	Conclusion.....	143
	Références du Chapitre III	144
	Chapitre IV : Conception d'une antenne miniature agile pour application IoT	146
	Introduction	146
1	Etapes de conception de l'antenne agile	147
1.1	Caractéristiques/Géométrie de l'antenne sélectionnée	147

1.2	Le composant agile	148
1.3	Choix de la position du composant agile	151
2	Antenne IFA miniature agile intégrant une capacité variable (DTC)	152
2.1	Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en série.....	152
2.2	Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en bout	156
2.3	Conception d’antenne sur un plan de masse	161
2.4	Antenne agile NB IoT dans la bande LTE 800.....	166
	Conclusion.....	169
	Références du Chapitre IV	170
	Conclusion Générale.....	172
	Perspectives	176
	Annexe A : Paramètres d’une ligne de transmission	178
	Paramètres d’une ligne de transmission bifilaire	180
	Références Annexe A.....	181
	Annexe B : Inductance du fil de masse.....	182
	Ligne de transmission terminée par un fil de masse	184
	Références Annexe B	186
	Annexe C : L’inductance mutuelle	187
1	Inductance mutuelle entre deux fils	187
2	Inductance mutuelle M entre deux inductances séparées par une ligne de transmission.....	188
	Références Annexe C.....	190
	Annexe D : Résistance de rayonnement de l’antenne F inversée	191
1	La distribution du courant	191
2	Le vecteur potentiel dans la zone de « champ lointain » du circuit rayonnant	192
3	Résistance de rayonnement de l’antenne F inversée.....	194
	Références Annexe D.....	196
	Liste des travaux	197
	Résumé.....	199
	Abstract.....	200

Liste des Figures

Figure I. 1 : Illustration de l'évolution de la technologie sans fils au niveau terminal utilisateur.	19
Figure I. 2 : Illustration du spectre	19
Figure I. 3 : Exemple de la répartition de la bande LTE 800 MHz entre les différents opérateurs en France.	20
Figure I. 4 : Exemples des technologies sans fils pour l'internet des objets.	21
Figure I. 5 : LTE Cat-M VS NB-IoT : Réduction de la complexité pour les dispositifs LTE IoT [8].	22
Figure I. 6 : Evolution du RFFE d'un dispositif LTE à un dispositif LTE IoT [13].	23
Figure I. 7 : SKY68018-11: Frontal LTE Multi-Bandes pour NB-IoT [14].	23
Figure I. 8 : Sphère minimale (sphère de Chu) englobant (a) l'antenne avec son plan de masse fini de dimensions réduites et (b) l'antenne sur un plan de masse infini (antenne + son image électrique).	27
Figure I. 9 : Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (kr) de l'antenne pour différentes valeurs d'efficacité de rayonnement.	30
Figure I. 10 : Circuit électrique simplifié d'une antenne.	31
Figure I. 11 : (a) Antenne fente : vue de face (gauche) et vue d'arrière (droite), (b) Coefficient de réflexion associé [39].	32
Figure I. 12 : Cartographie du champ E dans la cavité: (a) D'une antenne micro-ruban, (b) D'une antenne PIFA court-circuitée.	33
Figure I. 13 : (a) Illustration de l'antenne PIFA repliée sur plusieurs niveaux, (b) Exemple réalisé de l'antenne à 869MHz [47].	34
Figure I. 14 : (a) Géométrie de l'antenne méandre électriquement petite (b) Antenne méandre fabriquée [50].	34
Figure I. 15 : Antenne IFA différentielle (a) Repliement des brins de l'antenne circulaire, (b) Introduction de la capacité de charge en extrémité [52].	35
Figure I. 16 : Evolution de la figure de mérite $R_{on}C_{off}$ des commutateurs SOI en fonction de l'année de production [57].	37
Figure I. 17 : Illustration de l'agilité fréquentielle: Antenne miniature avec une bande passante étroite (gauche) et recouvrement fréquentiel plus important grâce à une technique de miniaturisation (droite).	38
Figure I. 18 : Représentation graphique d'un exemple de canaux à couvrir par une antenne miniature (bande instantanée étroite de 1MHz) dans la bande 868 (bande totale de 10 MHz).	38
Figure I. 19 : (a) Géométrie de l'antenne proposée vue de devant (en haut) et de derrière (en bas) (b) Le coefficient de réflexion de l'antenne selon l'état de la diode PIN [66].	40
Figure I. 20 : Schématique de l'antenne patch micro ruban reconfigurable (b) Résultats du coefficient de réflexion de l'antenne proposée [67].	41
Figure I. 21 : (a) Structure de l'antenne fente proposée et (b) Coefficient de réflexion de l'antenne [69].	42
Figure I. 22 : (a) L'antenne reconfigurable proposée dans [71] et (b) Son coefficient de réflexion.	43
Figure I. 23 : (a) Structure de l'antenne compacte [72], (b) Variation du coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de la capacité BST.	44
Figure I. 24 : (a) Structure de l'antenne proposée [74] – vue de face et (b) Coefficient de réflexion mesuré pour différents états du DTC.	44

Figure I. 25 : (a) Schéma de l'antenne PIFA opérant à 2.4GHz (en haut) et son circuit reconfigurable d'adaptation d'impédance (en bas) (b) Coefficient de réflexion pour différentes configurations du circuit d'adaptation d'impédance de l'antenne [76].....	45
Figure I. 26 : (a) Prototype de l'antenne méandre réalisée [77] (b) Efficacité de rayonnement simulée pour différentes valeurs de ESR du composant réglable : réglages pour 900-960 MHz (bleu), 700-760 MHz (rouge) et 600-660 MHz (magenta) et pour trois valeur de ESR : 0 Ω (solide), 0.5 (tiret), 2 Ω (point).....	47
Figure I. 27 : Les pertes dans la structure de l'antenne en fonction du facteur de qualité du composant introduit.....	48
Figure I. 28 : (a) Photographie de l'antenne PIFA – vue de dessus (b) Modèle TL de l'antenne et (c) Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne imprimée.....	49
Figure I. 29 : (a) Antenne L inversée court-circuitée (b) Modèle de ligne de transmission de l'antenne terminée par des impédances arbitraires.....	50
Figure I. 30 : (a) Antenne hélicoïdale sphérique pliée (b) Antenne hélicoïdale cylindrique pliée (modélées avec le logiciel EZNEC) [86].	51
Figure II. 1 : Paramètres décrivant une antenne.	62
Figure II. 2 : (a) Antenne IFA filaire sur un plan de masse infini (b) Antenne équivalente avec son image électrique.....	65
Figure II. 3 : Circuit equivalent simplifié et généralisé d'une antenne IFA [9].....	65
Figure II. 4 : (a) Modèle électrique d'une ligne terminée par un circuit ouvert (b) Géométrie de la ligne ouverte simulée sous MWS.....	67
Figure II. 5 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour (a) Différentes valeurs de h et (b) Différentes valeurs de a	68
Figure II. 6 : (a) Modèle électrique d'une ligne terminée par un court-circuit (b) Géométrie de la ligne fermée simulée sous CST.	69
Figure II. 7 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'une ligne bifilaire fermée à son extrémité pour différentes valeurs de h	69
Figure II. 8 : Schéma équivalent simple d'une antenne IFA.....	70
Figure II. 9 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour (a) $L_I=L/25$ et (b) $L_I=L/2$	71
Figure II. 10 : (a) Ligne de transmission de longueur infinie (b) Ligne de transmission de longueur finie L terminée par une charge à son extrémité.	73
Figure II. 11 : Une ligne bifilaire chargée à son extrémité par une charge arbitraire avec le circuit localisé équivalent de correction de effets de bout.....	74
Figure II. 12 : (a) Schématique du circuit d'une antenne F inversée avec la correction des effets de bout [18] (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne ayant $a = 1\text{mm}$, $L = \lambda/4$ en fonction de la fréquence.	75
Figure II. 13 : Schéma équivalent d'une ligne bifilaire terminée par un court-circuit d'après [21].	76
Figure II. 14 : (a) Modèle électrique de l'antenne IFA tenant compte des effets de bout (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (c) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de la hauteur.....	78
Figure II. 15 : Modèle électrique final de l'antenne IFA.	81
Figure II. 16 : Comparaison entre les résultats du modèle avec la simulation MWS (a) Partie réelle et (b) Imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes hauteurs h ($a = 1\text{ mm}$, $L = \lambda_c/4$ et $L_I = L/25$) et (c) Erreur en fréquence pour différentes valeurs de h et a	82
Figure II. 17 : (a) Partie réelle et (b) Imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes hauteurs h ($a = 1\text{ mm}$, $L = \lambda_c/4$ et $L_I = L/2$) et (c) Erreur en fréquence pour différentes valeurs de h et L_I	83

Figure II. 18 : (a) Partie réelle et (b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA de dimension $a = 1$ mm, $h = \lambda_c/20$ et $L = \lambda_c/4$ pour différentes valeurs de conductivité σ	84
Figure II. 19 : Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA pour une résistance de rayonnement calculée sous l'hypothèse pertes négligeables [8].	87
Figure II. 20 : Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA pour une résistance de rayonnement calculée sous l'hypothèse pertes négligeables [8] et en tenant compte des pertes.	89
Figure II. 21 : Efficacité de rayonnement de l'antenne IFA de dimension $a = 1$ mm, $h = \lambda_c/20$ et $L = \lambda_c/4$ pour différentes valeurs de conductivité σ	89
Figure II. 22 : Le rapport Q/η_{IEEE} , pour une antenne à dimensions fixe ($kr_{chu} = 0.85$), en fonction de la conductivité σ – Modèle vs. Simulation MWS.	91
Figure II. 23 : Photographie des deux prototypes réalisés (a) Prototype $P1$ (b) Prototype $P2$	92
Figure II. 24 : Prototype antenne $P1$ (a) Impédance d'entrée Z_{in} de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	94
Figure II. 25 : Prototype antenne $P2$ (a) Impédance d'entrée Z_{in} de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	94
Figure II. 26 : Gain total réalisé dans les plans (a) xOz et (b) yOz respectivement à la fréquence 800 MHz. Comparaison mesure (rouge) et simulation (vert).	95
Figure II. 27 : Efficacité totale de l'antenne (a) $P1$ et (b) $P2$. Comparaison modèle (bleu), simulation (vert) et mesure (rouge).	96
Figure III. 1 : Les différentes positions d'une charge placée sur la structure d'une antenne F inversée.	101
Figure III. 2 : (a) Schématique de l'antenne IFA chargée par un composant Z_{charge} placé en série (b) Partie réelle et (c) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de Z_{charge}	103
Figure III. 3 : Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la capacité de charge série ($ESR_{charge} = 1 \Omega$).	104
Figure III. 4 : Facteur de qualité de l'antenne $Q_{antenne}$ en fonction du facteur de qualité de l'impédance de charge Q_{charge} en série. Le Q_{charge} est calculé en fonction de la valeur de la capacité de charge (0.5, 1, 2 et 4 pF) et de la fréquence de résonance correspondante et obtenue du modèle et de la simulation.	105
Figure III. 5 : Schématique de l'antenne IFA filaire chargée par un composant Z_{charge} placé en parallèle.	106
Figure III. 6 : (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée l'antenne sans charge (courbe noire) et chargée par une capacité en parallèle en fonction de la fréquence.	107
Figure III. 7 : (a) Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence (b) Facteur de qualité de l'antenne chargée par une capacité en parallèle en fonction du facteur de qualité de la capacité.	108
Figure III. 8 : Impédance d'entrée (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire et (c) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une inductance série.	110
Figure III. 9 : Facteur de qualité de l'antenne $Q_{antenne}$ en fonction du facteur de qualité de l'impédance de charge Q_{charge} en série. Le Q_{charge} est calculé en fonction de la valeur de l'inductance de charge (10, 30, 50 et 70 nH) et de la fréquence de résonance correspondante et obtenue du modèle et de la simulation.	110
Figure III. 10 : Impédance d'entrée (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire et (c) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une inductance parallèle (d) Facteur de qualité de l'antenne chargée par une inductance en parallèle en fonction du facteur de qualité de l'inductance.	112

Figure III. 11 : (a) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (b) Efficacité de rayonnement pour une antenne IFA chargée par une capacité en bout ; (c) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (d) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une capacité en parallèle placée au milieu du brin ouvert. Courbes paramétrées pour différentes valeurs de la capacité.....	114
Figure III. 12 : Rayon équivalent d'une section rectangulaire en fonction de l'épaisseur t et la largeur S [12].	115
Figure III. 13 : Vérification de la conversion section circulaire/rectangulaire (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.	115
Figure III. 14 : (a) Antenne IFA simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.	116
Figure III. 15 : (a) Antenne IFA simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.	117
Figure III. 16 : (a) Antenne IFA gravée sur un substrat Rogers RO4003C et simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.	118
Figure III. 17 : (a) Antenne IFA simulée sous CST et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.	120
Figure III. 18 : (a) Impédance d'entrée et (b) Efficacité de rayonnement pour une IFA chargée par différentes valeurs de capacité placée à son extrémité ouverte.	121
Figure III. 19 : Schématisation d'un système composé de l'antenne IFA et du réseau d'adaptation placé à son entrée.	122
Figure III. 20 : Circuit d'adaptation en L (a) Pour $R_{load} > R_{in}$ et (b) Pour $R_{load} < R_{in}$.	124
Figure III. 21 : (a) Schéma de l'antenne IFA avec son circuit d'adaptation en L purement capacitif (b) Impédance d'entrée et (c) Efficacité de rayonnement du système antenne + circuit d'adaptation.	126
Figure III. 22 : Comparaison des performances entre les deux techniques de miniaturisation (a) Coefficient de réflexion et (b) Efficacité de rayonnement.	127
Figure III. 23 : (a) Schéma de l'antenne IFA avec son circuit d'adaptation en L avec pertes résistives (b) Schématisation du système simulé sous MWS (exemple de MC1 + pertes) (c) Impédance d'entrée du système antenne + circuit d'adaptation.	129
Figure III. 24 : (a) Configuration de l'antenne IFA simulée avec le circuit d'adaptation à pertes (b) Efficacité du système « antenne + circuit à pertes » en fonction de la fréquence.	130
Figure III. 25 : Etapes de transformation d'un réseau d'adaptation avec pertes en un réseau d'adaptation sans pertes – exemple d'un simple réseau en L.	131
Figure III. 26 : (a) Vue 3D du Prototype LI simulée (b) Dimension de l'antenne et (c) Photographie de l'antenne réalisée.	132
Figure III. 27 : Prototype LI - Simulation vs. Mesure (a) Impédance d'entrée et (b) Coefficient de réflexion.	133
Figure III. 28 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour l'antenne LI simulée en introduisant la tolérance de la capacité de miniturisation.	134
Figure III. 29 : (a) Système de coordonnées utilisée et un schématisation de l'antenne simulée placée dans le plan (xoz) et Prototype LI : Comparaison du gain total réalisé entre simulation (vert) et mesure (rouge) (b) Dans le plan (xoz) et (c) Dans le plan (xoy), (d) Efficacité totale du prototype.	135
Figure III. 30 : Configuration de test pour la mesure de l'efficacité de l'antenne à l'aide de la méthode de la cavité de Wheeler.	137

Figure III. 31 : (a) Le prototype <i>L1</i> placée dans la cavité de Wheeler (b) Impédance d'entrée de <i>L1</i> mesurée en espace libre et dans la cavité de Wheeler (c) Efficacité de rayonnement calculé avec la méthode de Wheeler et comparée à la simulation MWS.	138
Figure III. 32 : (a) photographie du prototype <i>L2</i> réalisée (b) Impédance d'entrée et (c) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité de rayonnement de l'antenne.	140
Figure III. 33 : (a) Photographie du prototype <i>L3</i> (b) Impédance d'entrée, (c) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité totale de l'antenne.	142
Figure III. 34 : Impédance d'entrée de l'antenne <i>L3</i> simulée et mesurée sans les capacités de charge.	143
Figure IV. 1 : Dimensions de l'antenne <i>L1</i> simulée (voir Chapitre III).	148
Figure IV. 2 : Architecture simplifiée d'une capacité variable commandée numériquement basée sur une banque de capacités commutées.	149
Figure IV. 3 : (a) Schéma du circuit équivalent de la capacité PE64907 et dimensions du boîtier (b) Facteur de qualité Q de la DTC en fonction de la fréquence pour différentes état de capacité et (c) Facteur de qualité Q de la DTC en fonctions de ses états pour différentes valeurs de fréquences.	150
Figure IV. 4 : Résultats du modèle d'antenne IFA : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour une antenne IFA chargée par différentes valeurs de capacité en série et en parallèle.	152
Figure IV. 5 : Schématique du modèle de l'antenne IFA chargée par la capacité de miniaturisation et la capacité responsable de l'agilité fréquentielle.	153
Figure IV. 6 : (a) Impédance d'entrée et (b) Efficacité de l'antenne pour une capacité réglable placée proche de l'extrémité ouverte (c) Impédance d'entrée et (d) Efficacité de rayonnement pour une capacité placée à mi-distance entre la sonde d'excitation et l'extrémité ouverte. ..	154
Figure IV. 7 : Schématique de l'antenne <i>A1</i> miniature agile dans la plan (xoz).	155
Figure IV. 8 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité totale de l'antenne IFA <i>A1</i> agile miniature couvrant la bande 868 MHz.	156
Figure IV. 9 : Schématique de la nouvelle version de l'antenne miniature agile <i>A2</i> dans la plan (xoz) où la DTC est placée à l'extrémité ouverte en série avec la capacité de miniaturisation.	157
Figure IV. 10 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (c) Efficacité totale de la nouvelle version d l'antenne IFA agile miniature <i>A2</i> couvrant la bande 868 MHz.	158
Figure VI. 11 : (a) Partie réelle et (b) Dérivée en fréquence de l'impédance d'entrée des antennes <i>A1</i> et <i>A2</i> pour les différentes états de capacité DTC.	160
Figure IV. 12 : Facteur de qualité des deux antennes <i>A1</i> et <i>A2</i> en fonction du facteur de qualité de la DTC.	160
Figure IV. 13 : Efficacité de rayonnement des deux antennes <i>A1</i> et <i>A2</i> en fonction du facteur de qualité de la DTC.	161
Figure IV. 14 : (a) Schématique d'une face de l'antenne agile <i>A2</i> placée sur un plan de masse (b) Géométrie de l'antenne <i>A2</i> mono-polaire placée sur un plan de masse de $\lambda \times \lambda$ mm ² (c) comparaison de l'impédance d'entré entre l'antenne <i>A2</i> différentielle et l'antenne <i>A2</i> monopolaire.	162
Figure IV. 15 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (c) Efficacité totale de l'antenne IFA monopolaire placée sur un plan de masse de surface $\lambda \times \lambda$	163
Figure IV. 16 : Vue en perspective de l'antenne IFA <i>A2</i> simulée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm ²	164
Figure IV. 17 : (a) Impédance d'entrée et (b) Coefficient de réflexion de l'antenne <i>A2</i> placée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm ² pour deux états de la DTC.	165
Figure IV. 18 : (a) Gain total réalisé de l'antenne <i>A2</i> à 868 MHz en fonction de l'angle θ pour les plan (xoz) (gauche) et (xoy) (droite) (b) Efficacité totale en fonction de la fréquence pour deux états de la DTC.	165

Figure IV. 19 : Schématisation de l'antenne miniature agile A800 couvrant la bande LTE UL dans la plan (xoz).....	167
Figure IV. 20 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion de l'antenne IFA A800 pour deux états de C_{fixe} et quelques états de la DTC PE64906.	168
Figure IV. 21 : Variation de la capacité équivalente vue en bout de l'antenne en fonction de la capacité de la DTC pour $C_{fixe} = 2\text{pF}$ et $C_{fixe} = 5\text{pF}$	168
Figure IV. 22 : Efficacité totale de l'antenne IFA A800 pour deux états de C_{fixe} et quelques états de la DTC PE64906.....	169
Figure 1 : Schématisation d'une antenne IFA et son image électrique où la hauteur de la partie court-circuitée et plus petite que celle de la partie chargée.....	176
Figure A. 1 : (a) Distribution de la tension et du courant sur une ligne de transmission de longueur L (b) Modélisation d'un tronçon de ligne de longueur ΔL par un circuit équivalent à éléments localisés.	179
Figure B. 1 : Conducteur cylindrique de longueur L et de diamètre $a = 2r$	182
Figure B. 2 : Comparaison entre les différentes expressions d'inductance en fonction de la longueur du fil L pour un diamètre $a = 1\text{ mm}$ ($r = a/2$) et (a) $f = 800\text{ kHz}$ (b) $f = 800\text{ MHz}$ (c) $f = 8\text{ GHz}$	184
Figure B. 3 : (a) Schéma d'une ligne bifilaire terminée par un fil de masse (court-circuit) (b) partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour (c) $L=3\lambda_c$ et (c) $L=\lambda_c/4$	186
Figure C. 1 : Schéma représentant le couplage inductif entre deux inductances.	187
Figure C. 2 : Schéma des inductances L_1 et L_2 séparées l'une de l'autre par une ligne de transmission bifilaire de longueur L	189
Figure C. 3 : (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'une antenne IFA après introduction des effets de couplage inductif.....	190
Figure D. 1 : Schéma d'une antenne IFA représentée par une ligne bifilaire terminée par les impédance Z_1 et Z_2	191
Figure D. 2 : Schéma du système de coordonnées utilisées pour calculer la résistance de rayonnement de l'antenne F inversée.	193

Liste des Tableaux

Tableau I. 1 : Les bandes attribuées au standard LTE en France.	19
Tableau I. 2 : Comparaison des bandes absolues et bandes relatives.....	20
Tableau I. 3 : Quelques bandes libres remarquables.	24
Tableau I. 4 : Comparaison des technologies sans fils à basse consommation (LPN, Low power network) [21].	25
Tableau I. 5 : Récapitulatif des méthodes de miniaturisation.	36
Tableau I. 6 : Récapitulatif des éléments de réglages fréquentiel.....	46
Tableau I. 7 : Dimensions et propriétés des deux antennes hélicoïdales.	51
Tableau II. 1 : Domaine de validité du modèle d'antenne IFA de longueur $L = \lambda/4$. Étude de l'erreur en fréquence.	84
Tableau II. 2 : Dimensions des prototypes d'antennes réalisés.....	92
Tableau III. 1 : Fréquence de résonance et efficacité de rayonnement de l'antenne de la Figure III. 13 en fonction de la valeur de capacité de charge.	120
Tableau III. 2 : Valeurs des capacités du réseau d'adaptation et facteur de miniaturisation selon la fréquence de résonance souhaitée.	125
Tableau III. 3 : Les différentes valeurs d'efficacité de rayonnement η_{IEEE} des trois prototypes d'antennes chargées.....	142
Tableau IV. 1 : Paramètres du circuit électrique équivalent de la DTC PE64907.	150
Tableau B. 1 : Les différentes expressions de l'inductance d'un fil de masse de longueur L et de rayon r	182

Introduction Générale

La 4^{ème} révolution technologique est l'époque où une nouvelle génération de communication sans fil permet une connectivité étendue entre les hommes, les machines et les objets. Les systèmes de communication doivent prendre en charge plus de cinquante milliards d'appareils connectés d'ici 2025. Il est prévu que les communications sans fil de 5^{ème} génération (5G) permettront de connecter le monde des humains et des objets [1].

Avec le développement de la technologie de l'internet des objets (IoT), et ses applications dans de nombreux secteurs, la connectivité radio à courte portée largement répandue (Bluetooth et WiFi) ne convient pas aux usages qui nécessitent des performances à longue portée avec une faible bande passante. Bien que la solution M2M (Machine to Machine) basée sur la technologie cellulaire puisse fournir une large couverture, elle consomme une grande quantité d'énergie en plus d'être limitée à des tâches spécifiques (liaisons point à point). L'IoT est une évolution du M2M qui présente une meilleure solution pour gérer un nombre aussi grand d'appareils connectés. L'IoT reprend les concepts de base du M2M et les étend vers l'extérieur en créant de grands réseaux « cloud » d'objets qui communiquent entre eux via des plates-formes de réseau cloud. Les technologies utilisées par les appareils IoT permettent aux utilisateurs de créer des réseaux rapides, flexibles et hautes performances qui connectent une grande variété d'appareils.

L'IoT fournit une meilleure solution pour gérer un nombre aussi important d'appareils soumis à une évolution technologique simultanée avec des paramètres sous-jacents tels que la couverture, la fiabilité et la latence. Cependant l'IoT n'est pas une invention récente mais bien au contraire, une prolongation du M2M, l'acronyme de "Machine To Machine"

Cette croissance exponentielle des objets/appareils connectés impliquera le développement de frontaux RF fiables et peu coûteux. Les bandes sub-GHz sont de bonnes candidates pour ces applications, car le spectre est moins encombré et offre des caractéristiques de propagation plus favorables pour de longues distances. Les récentes mises à jour des standards cellulaires (4G LTE) et non cellulaire (Lora, Sigfox) ont étendu dans le monde entier le nombre de canaux sub-GHz disponibles. Les systèmes de communications sont introduits dans la bande 790 à 862 MHz (Bande LTE) et 863 MHz à 870 MHz (ISM) en raison du dividende numérique. L'un des soucis est l'éventuelle cohabitation (interférence) avec les systèmes fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences. En plus, le fonctionnement dans les bandes sub-GHz se reflète dans les propriétés spécifiques que doivent posséder les antennes des capteurs IoT, en particulier la miniaturisation importante des antennes aux fréquences UHF tout en gardant des performances élevées. Les antennes miniaturisées permettent une intégration plus aisée dans les objets communicants IoT. De plus, la diminution de la bande passante des antennes miniaturisées contribue à augmenter le facteur de qualité, adaptant ainsi l'antenne aux bandes étroites nécessaires aux systèmes IoT et réduisant les effets d'interférence.

Les nombreux avantages de l'antenne F inversée (IFA), en termes de taille réduite, de forme simple et fabrication aisée, en font un des meilleurs choix pour les objets connectés. Généralement, ce type d'antenne trouve des applications dans le domaine des réseaux de capteurs sans fil [2], [3] qui peut fonctionner dans les bandes sub-GHz où la taille de l'antenne peut être un facteur limitant. Des techniques de miniaturisation comme les méandres,

l'introduction des charges localisées et d'autres font l'objet de recherche depuis de nombreuses années sur ce type d'antenne pour faciliter son intégration dans les petits objets.

La motivation initiale de cette thèse part du constat suivant ; la miniaturisation de l'antenne présente des limites physiques sur l'efficacité et la bande passante de l'antenne. Pour une efficacité donnée, l'antenne miniature présente une bande passante très étroite et ne pourra pas couvrir la totalité de la bande de fréquence requise. Pour pallier ce problème dans les systèmes de communication à canal instantané limité en fréquence, l'antenne est rendue agile en variant sa bande de fréquence de fonctionnement en utilisant une technique d'agilité. En effet, les techniques d'agilité en fréquence permettent de contrôler la fréquence de fonctionnement des antennes et autorise alors une miniaturisation de la structure rayonnante au prix d'une réduction de la bande passante instantanée rendue reconfigurable. Ces techniques permettent également d'assurer une meilleure stabilité des propriétés de rayonnement avec la fréquence lorsque que de grandes excursions de fréquence sont envisagées.

L'objectif de cette thèse est donc d'étudier et optimiser le fonctionnement d'une antenne miniature à bande étroite agile qui pourra couvrir la bande de fréquence allant de 863 MHz à 876 MHz. Contrairement à l'approche de conception classique, notre attention se porte d'abord sur l'utilisation de techniques de miniaturisation afin de réduire la bande passante instantanée. Ensuite, nous nous intéressons à combiner des techniques de miniaturisation classiques réputées bande étroite avec l'agilité en fréquence de manière à rendre l'antenne reconfigurable en fréquence pour adresser le standard de communication envisagé.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous présentons l'évolution des standards de télécommunications pour servir l'IoT et les contraintes imposées sur la tailles des antenne et frontaux radiofréquences. Une définition des antennes miniatures ainsi que leurs limites et les différentes techniques de miniaturisation et d'agilité fréquentielle sont ensuite étudiées. Ceci permet de recenser les différentes contraintes architecturales et le besoin de développer un modèle de ligne de transmission pour la prédiction des performances de l'antenne miniature à pertes.

Le deuxième chapitre est consacré au développement d'un modèle de ligne de transmission pour une antenne F inversée réalisée en conducteur cylindrique. Le modèle est construit en faisant l'hypothèse d'une antenne sur un plan de masse infini. Il modélise les aspects électriques et électromagnétiques de l'antenne en prenant en compte tous les pertes résistives et effets de bouts sur la structure de l'antenne. Les résultats du modèle sont ensuite comparés avec les simulations électromagnétiques et les résultats de mesure pratiqués sur des prototypes.

Le modèle d'antenne IFA est modifié dans le troisième chapitre afin de représenter une antenne IFA chargée par des composants discrets. Une conversion d'une antenne IFA à conducteur à section cylindrique vers une antenne IFA imprimée sur substrat diélectrique est développée. Des mesures de différentes antennes IFA chargées sont réalisées et les résultats sont comparés avec les simulations électromagnétiques et le modèle.

Le dernier chapitre adresse la conception de l'antenne avec un composant localisé réglable (DTC – Digital Tunable Capacitor) introduit dans la structure de l'antenne. Il s'agit de concevoir une antenne miniature agile en fréquence aux performances optimisées. Une

approche de conception spécifique est développée pour déterminer la taille de l'antenne et l'excursion capacitive adéquate du DTC permettant d'adresser la bande de fréquence 863-876 MHz et la bande licenciée NB IoT LTE 800. L'évaluation des caractéristiques des capacités variables utilisées est présentée. Nous étudierons les performances de l'antenne en termes d'impédance et de rayonnement, ce qui permettra de quantifier ses avantages et ses inconvénients.

Les dernières pages de ce manuscrit concluent ce travail et donnent les perspectives des études réalisées durant cette thèse.

- [1] Evans, D.: 'The internet of things. How the next evolution of the internet is changing everything'. Cisco White Paper, 2011.
- [2] J. Buckley, B. O'Flynn, L. Loizou, P. Haigh, D. Boyle, P. Angove, J. Barton, C. O'Mathuna, E. Popovici, and S. O'Connell, "A Novel and Miniaturized 433/868MHz Multi-band Wireless Sensor Platform for Body Sensor Network Applications," in Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN), 2012 Ninth International Conference on, 2012, pp. 63-66.
- [3] C. G. Kakoyiannis, A. Kyrlikitsi, and P. Constantinou, "Bandwidth enhancement, radiation properties and ground-dependent response of slotted antennas integrated into wireless sensors," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 4, pp. 609-628, 2010.

Chapitre I : Contexte et Motivation

Sommaire

Introduction	17
1. De la 4G LTE vers 5G et IoT	18
1.1 Standards cellulaires et connectivité sub-GHz.....	18
1.2 Application pour L'Internet des Objets	20
1.3 Synthèse	25
2 Problématique.....	26
2.1 Contrainte Physique	26
2.2 Les Antennes miniatures	27
2.3 Techniques de miniaturisation	32
2.4 Synthèse	36
3 Agilité fréquentielle.....	36
3.1 Définition	37
3.2 Critères de performances	38
3.3 Reconfigurabilité par ajout de composants agiles	40
3.4 Antenne agile via un circuit d'adaptation d'impédance reconfigurable	45
3.5 Synthèse	45
4 Etat de l'art sur la modélisation.....	48
Conclusion.....	52
Références du Chapitre I.....	53

Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation du contexte général permettant de situer les travaux effectués et de souligner leur intérêt. Le cahier de charge présenté dans l'introduction exige la réalisation d'une antenne miniature ultra bande étroite UNB (Ultra Narrow Band) agile et efficace.

Afin de positionner correctement la solution étudiée dans cette thèse, nous allons d'abord présenter le concept de la technologie Internet des Objets IoT (Internet of Things) et l'évolution des standards de communication pour servir les applications IoT, aussi que les exigences notamment sur la forte miniaturisation des antennes à bandes étroites. La définition des antennes miniatures, leurs caractéristiques, leurs limites et les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature sont ensuite détaillées dans ce chapitre. Les techniques de miniaturisation des antennes seront également présentés. Cette étude nous permettra d'identifier les techniques de miniaturisation les plus pertinentes afin de répondre au mieux au cahier des

charges. Une section sera consacrée à l'étude des techniques d'agilité fréquentielle qui existent dans la littérature. Cette étude nous permettra de classer les techniques utilisées selon leurs performances. La fin du chapitre présentera l'intérêt de la modélisation des antennes, et un état de l'art sur la modélisation.

1. De la 4G LTE vers 5G et IoT

1.1 Standards cellulaires et connectivité sub-GHz

La technologie des télécommunications mobiles a parcouru un long chemin depuis la première génération mobile analogique (1G). L'ère des télécommunications cellulaires et numériques a commencé dans les années 1990 avec les réseaux mobiles de deuxième génération (2G) [1], basés sur le mode d'accès multiple par répartition temporelle TDMA (Time-Division Multiple Access). Dans les années 2000, les réseaux de troisième génération (3G) se sont développés sur le principe de l'accès multiple par répartition de code à large bande WCDMA (Wideband Code-Division Multiple Access). Bien que la 3G ait dominé le marché grâce à l'augmentation du débit pour la transmission de données, elle ne parvenait toujours pas à totalement remplacer la deuxième génération.

L'organisme de normalisation 3GPP (3rd Generation Partnership Project) a établi les normes pour la connectivité 4G en 2008, et le début des années 2010 voit le démarrage des réseaux de quatrième génération qui constitue une nouvelle avancée technologique dans la téléphonie mobile [2]. La 4G constitue aujourd'hui une véritable révolution puisqu'elle propose une multiplication des débits grâce à deux innovations. La première consiste à faire circuler les appels vocaux non plus sur le réseau téléphonique commuté, mais directement sur internet (voix sur IP). La seconde consiste à recourir à une méthode appelée agrégation de porteuses (CA, Carrier Aggregation) qui autorise l'envoi ou la réception sur plusieurs porteuses simultanément, ce qui permet d'augmenter les débits qui vont de 100 Mbit/s jusqu'au 1 Gbps. Les opérateurs de téléphonie mobile sont actuellement en train de mettre en place le réseau 5G. Le déploiement de ce dernier est prévu dès 2020. La cinquième génération doit être plus flexible et plus évolutive pour permettre une gamme plus large de services [3]. Cette technologie permettra de profiter d'un débit de communication au-dessus de 1 Gbps. Grâce à une telle performance, la 5G sera utilisée dans différents domaines comme l'automobile, la domotique, les objets connectés. Comme pour les générations précédentes, la cinquième génération définit un cœur de réseau (5GC) et un réseau d'accès radioélectrique (5G New Radio). Contrairement aux générations précédentes qui nécessitaient le déploiement du cœur de réseau et du réseau d'accès radioélectrique d'une même génération, la cinquième génération permet d'intégrer des éléments de générations différentes dans différentes configurations et n'apporte pas de rupture technologique fondamentale sur l'interface radioélectrique par rapport à l'interface radioélectrique 4G LTE.

La Figure I. 1 montre l'évolution des terminaux utilisateurs de la première à la dernière génération. La chronologie et l'histoire de la 1G à la 5G ont pris un peu plus de 40 ans depuis l'introduction de la technologie cellulaire sans fil [4], [5]; des nouveaux services et fonctionnalités sont introduites, le débit a été multiplié par 1000, Les téléphones portables sont devenus plus petits, etc.

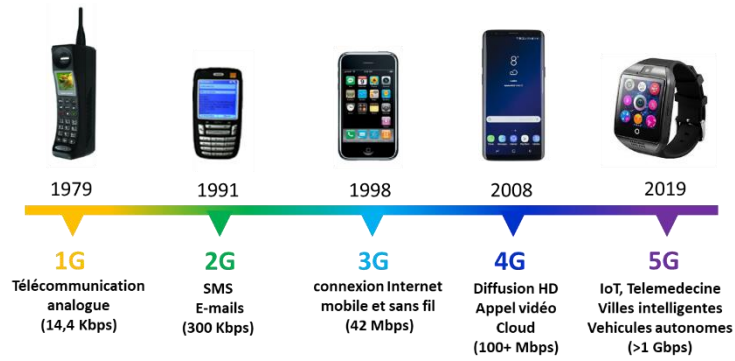


Figure I. 1 : Illustration de l'évolution de la technologie sans fils au niveau terminal utilisateur.

La 4G LTE intègre un grand nombre de bandes de fréquences (plus de 35 bandes) allant de 700 MHz à 3.8 GHz. Le **Tableau I. 1** définit les bandes E-UTRA associées à la LTE en France [6], [7]. La technologie LTE permet l'utilisation de deux modes de duplexage FDD (Frequency Division Duplexing) et TDD (Time Devision Duplexing).

Tableau I. 1 : Les bandes attribuées au standard LTE en France.

Bandes	UL (MHz)	DL (MHz)	BW (MHz)	DPX (MHz)	Gap (MHz)	Duplexage
7	2500- 2570	2620 - 2690	70	120	50	FDD
8	880 - 915	925 - 960	35	45	10	FDD
20	832 - 862	791 - 821	30	41	1	FDD
28	703 - 748	758 - 803	45	55	27	FDD

Quand il s'agit du duplexage fréquentiel FDD, l'émission et la réception des données se font simultanément sur deux bandes de fréquences distinctes ; une pour l'émission (UL, Uplink), et une autre pour la réception (DL, Downlink) avec une bande passante (BP) de 10 MHz à 90 MHz. Le spectre de FDD est illustré sur la **Figure I. 2**. Le duplex spacing (DPX) définit l'écart centre à centre entre le canal d'émission et réception, et le gap est l'intervalle entre les bandes UL et DL.

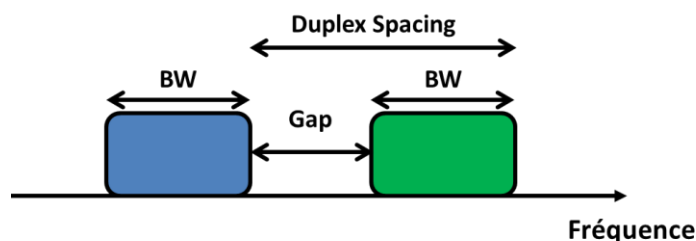


Figure I. 2 : Illustration du spectre

La norme 4G supporte des largeurs de canaux entre 1.4 MHz et 20 MHz. Ces bandes sont étroites par rapport aux fréquences de fonctionnement. La plus grande bande relative n'est que 3%. Le **Tableau I. 2** compare les bandes absolues et relatives pour les bandes LTE en France.

Tableau I. 2 : Comparaison des bandes absolues et bandes relatives.

Bandes	Bande absolue	Bande relative	Bande absolue	Bande relative
7	1.4 MHz	0.053 %	20 MHz	0.76 %
8	1.4 MHz	0.15 %	20 MHz	2.23 %
20	1.4 MHz	0.16 %	20 MHz	2.36 %
28	1.4 MHz	0.19 %	20 MHz	2.76 %

En France, les bandes de fréquence LTE sont réparties entre les quatre opérateurs : Orange, Bouygues Telecom, SFR et Free. La **Figure I. 3** montre l'exemple de la répartition de la bande 20 entre les opérateurs. La plus large bande passante attribuée à un opérateur est de 10 MHz en sub-GHz, ce qui correspond à la plus large bande que l'antenne doit couvrir. La puissance maximale autorisée en émission pour les terminaux 4G LTE est 23 dBm.

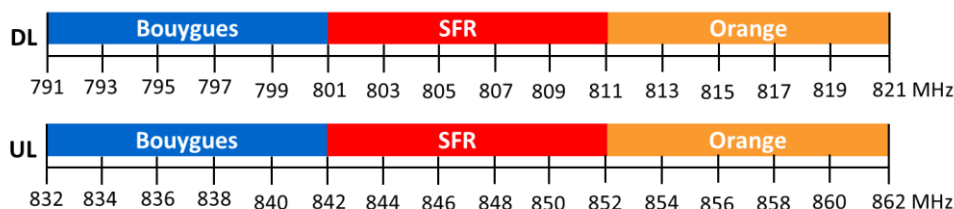


Figure I. 3 : Exemple de la répartition de la bande LTE 800 MHz entre les différents opérateurs en France.

1.2 Application pour L'Internet des Objets

Avec le développement rapide des cas d'utilisation des communications pour les machines ou objets connectés, l'intégration de solutions de connectivité avec des capteurs, des actionneurs, des compteurs (eau, gaz, électrique ou parking), des voitures, des appareils, etc. a suscité un énorme intérêt. L'internet des objets (IoT, Internet of Things) se crée ainsi et se développe constamment.

L'internet des objets décrit de manière générale le concept d'un réseau interconnecté d'objets physiques, y compris des machines, des véhicules, des bâtiments et de nombreux autres types d'appareils. Et ces objets connectés offriront de nouveaux services dans les foyers, les entreprises, les villes et dans toutes les industries [8]. Le marché mondial de l'IoT devrait croître de manière agressive au cours de la prochaine décennie, et il est prévu qu'il y aura 30 à 45 milliards d'appareils connectés en 2024 [9]. L'IoT se compose d'un certain nombre de réseaux qui peuvent avoir des objectifs de conception différents. Par exemple, certains réseaux peuvent nécessiter uniquement une communication à courte portée dans une zone locale (par exemple, un seul foyer) tandis que certains réseaux nécessitent une couverture omniprésente et étendue sur une zone plus large. La **Figure I. 4** montre une illustration simplifiée des différentes technologies sans fil souvent utilisées pour connecter l'IoT en fonction de la distance qu'elles peuvent atteindre.

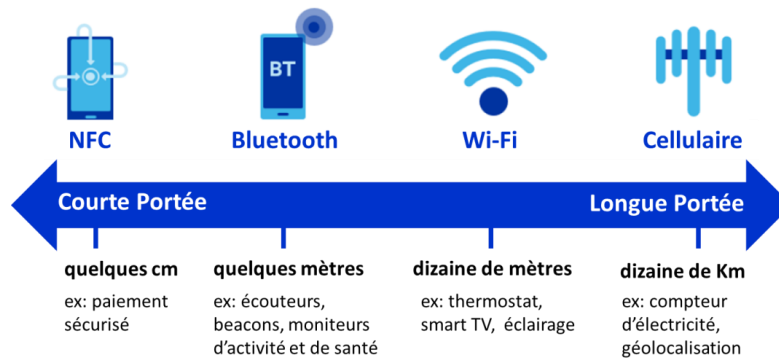


Figure I. 4 : Exemples des technologies sans fils pour l'internet des objets.

La connexion à l'internet des objets nécessite des technologies de connectivité hétérogènes qui offrent différents niveaux d'optimisation pour répondre aux différents besoins. De tels déploiements nécessiteront une technologie qui peut fournir une couverture omniprésente à la fois à l'extérieur et à l'intérieur des bâtiments, c. à d. une technologie à réseau étendu et à basse consommation (LPWAN, Low Power Wide Area Network)

1.2.1 Les solutions 3GPP LPWA (Low Power Wide Area) version 13: LTE-M et NB-IoT

Reconnaissant l'importance de l'IoT, le 3GPP a introduit un certain nombre de fonctionnalités clés dans ses dernières versions [10] visant à améliorer les réseaux existants du système mondial de communications mobiles (4G LTE) pour mieux servir les divers applications IoT, surtout les applications bande étroite (NB-IoT, Narrow Band Internet Of Things). L'extension de la couverture, la réduction de la complexité de l'UE (User Equipment), la longue durée de vie de la batterie et la rétrocompatibilité sont les objectifs. NB-IoT est conçu principalement pour les applications IoT ultra-bas débit et vise à offrir une flexibilité de déploiement permettant à un opérateur d'introduire le NB-IoT en utilisant une petite partie de son spectre disponible existant.

NB-IoT est une nouvelle technologie d'accès radio qui n'est pas totalement rétrocompatible avec les appareils 3GPP existants. Il est cependant conçu pour atteindre d'excellentes performances de coexistence avec les technologies GSM, GPRS (General Packet Radio Service) et LTE. NB-IoT nécessite une bande passante système minimale de 180 kHz pour les liaisons descendante et montante [11]. Le choix de la bande passante système minimale permet un certain nombre d'options de déploiement. Un opérateur GSM peut remplacer une porteuse GSM (BP = 200 KHz) par NB-IoT. Un opérateur LTE peut déployer le NB-IoT à l'intérieur d'une porteuse LTE en allouant l'un des blocs de ressources physiques (PRB) de 180 kHz au NB-IoT. Un opérateur LTE a également la possibilité de déployer le NB-IoT dans la bande de garde du transporteur LTE.

Pour s'adapter aux exigences du marché en évolution vers la 5G puis NB-IoT, Le développement des réseaux 4G s'est déroulé en trois phases identifiées par les versions du standard de l'organisme de normalisation 3GPP:

- Les versions 8 et 9 sont la base du standard LTE.
- Les versions 10, 11 et 12 sont la base du standard LTE-Advanced.
- Les versions 13 et 14 sont la base du standard LTE-Advanced Pro.

La LTE Advanced Pro [3] a introduit une suite de deux technologies à bande étroite optimisées pour l'IoT. Collectivement appelées LTE IoT, ces versions prennent en charge plus efficacement les applications à faible débit de données. La LTE IoT, compatible avec les réseaux et le spectre LTE existants et prévus, et non interférant avec d'autres appareils ou services, fournit un chemin aisé pour servir l'IoT dans les déploiements de réseau existants. Le version 13 de la norme 3GPP a introduit deux catégories d'équipement utilisateur (UE) complémentaires dont les fonctionnalités et qui sont comparées dans la **Figure I. 5** par rapport à d'anciennes versions [8].

- LTE IoT Cat-M1, défini par eMTC, présente la gamme la plus large de capacités IoT [12] et fournit des débits de données jusqu'à 1 Mbps, tout en utilisant uniquement la bande passante de l'appareil de 1,4 MHz dans les spectres LTE FDD /TDD existants. Il est conçu pour coexister pleinement avec le trafic LTE régulier. La Cat-M1 peut également prendre en charge la voix (VoLTE).
- LTE IoT Cat-NB1, défini par NB-IoT, réduit encore la complexité de l'appareil et étend la couverture pour répondre aux besoins des capteurs de bases les plus simples. La Cat-NB1 exploite les opérations à bande étroite, en utilisant une bande passante de 200 kHz dans le spectre LTE FDD, pour fournir des débits de 10 kbps. NB-IoT prend en charge les options de déploiement plus flexibles. Contrairement à la Cat-M1 dans la bande, la Cat-NB1 ne permet pas le réajustement ou le saut de fréquence et occupe un emplacement de spectre fixe.

	LTE Cat-1 (Rel-8)	eMTC Cat-M1 (Rel-13)	NB-IoT Cat-NB1 (Rel-13)
Peak data rate	Up to 10 Mbps	Up to 1 Mbps'	<100 kbps
Bandwidth	Up to 20 MHz	1.4 MHz	200 kHz
Rx antenna	Dual Rx'	Single Rx	Single Rx
Duplex mode	Full duplex FDD/TDD	Full or Half duplex FDD/TDD	Half duplex FDD
Mobility	Full mobility	Limited-to-full mobility	Cell reselection only
Voice	VoLTE	VoLTE	No voice support
Transmit power	23 dBm	23, 20 dBm'	23, 20 dBm'

Figure I. 5 : LTE Cat-M VS NB-IoT : Réduction de la complexité pour les dispositifs LTE IoT [8].

L'innovation continue vise à réduire la complexité des terminaux. Les coûts des appareils doivent être suffisamment bas pour que la technologie puisse être intégrée dans un large éventail d'applications. Les définitions 3GPP permettent des économies de coûts immédiates. L'ensemble de fonctionnalités limitées permet la réduction du nombre des éléments intégrés, ce qui réduit la taille et la complexité du front end RF (RFFE) requise. Par exemple, les terminaux de catégorie M1 et NB1 ne nécessitent qu'un seul récepteur au lieu d'au moins deux requis par les appareils de catégorie supérieure. De plus Le 3GPP a également défini un nouveau schéma d'accès pour les bandes FDD appelé FDD semi-duplex (HD-FDD) où les données de transmission et de réception sont envoyées dans un canal partagé, mais dans des intervalles de temps différents. Cela élimine le besoin de duplexeurs coûteux, ce qui à son tour contribue à améliorer l'efficacité énergétique du terminal car les duplexeurs ont généralement des pertes d'insertion élevées.

La **Figure I. 6** présente l'exemple de l'évolution architecturale d'un RFFE de Sequans communications [13]. La **Figure I. 6 (b)** illustre une architecture typique de catégorie M1 ou NB1, qui comprend des filtres dans les deux chaînes d'émission et de réception pour trois bandes

basses (699 MHz à 960 MHz) et deux bandes moyennes (1710 MHz à 2200 MHz). Pour partager des amplificateurs de puissance, des switches doivent également être ajoutés pour acheminer les signaux d'émission à travers le filtre approprié pour chaque bande de fonctionnement. De même, si le dispositif émetteur-récepteur a un nombre limité de ports d'entrée, des commutateurs sont également nécessaires du côté récepteur.

Un autre exemple d'un frontal RF pour IoT de Skyworks [14] est présenté dans la **Figure I. 7**. Ce frontal Multi bandes (699-915 MHz et 1.71-1.98 GHz) est optimisée pour supporter l'NB-IoT. Il fait une taille de 4 mm x 5 mm x 0.85 mm tout en intégrant deux amplificateur deux puissances, un filtre passe bas (LPF) et un switch TX/RX SP6T pour l'antenne. La réduction importante de la taille du RFFE impliquera par la suite la réduction de la taille de l'antenne qui devient l'élément le plus volumineux dans les gammes de fréquences sub GHz.

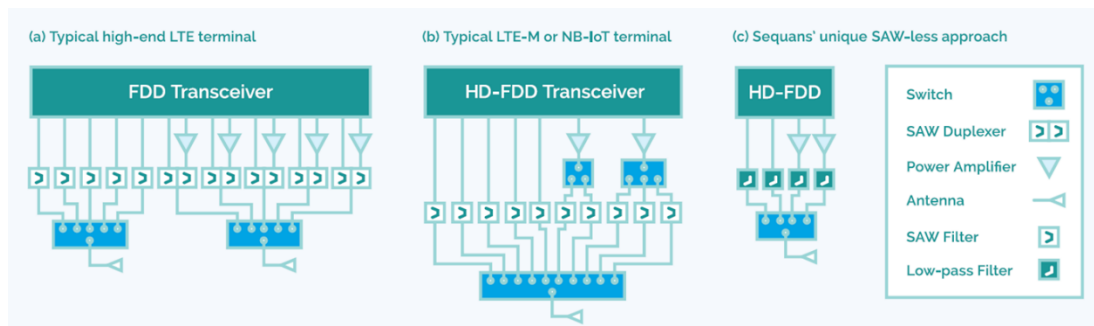


Figure I. 6 : Evolution du RFFE d'un dispositif LTE à un dispositif LTE IoT [13].

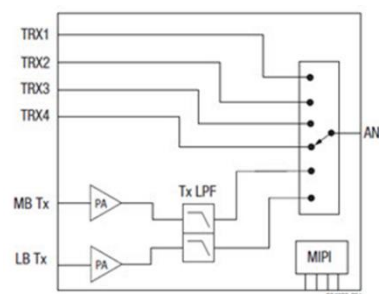


Figure I. 7 : SKY68018-11: Frontal LTE Multi-Bandes pour NB-IoT [14].

1.2.2 Les solutions IoT dans les bandes non licenciées

LTE IoT utilise uniquement les bandes sous licence du spectre de fréquences LTE. En France, la partie inférieure des bandes LTE disponibles a été principalement rendue accessible au NB-IoT (ex, bande 800MHz, LTE FDD n° 20). Ces bandes basses fréquences offrent une meilleure propagation des ondes et une meilleure couverture pour les environnements extérieurs et intérieurs, tout en consommant moins de puissance. En parallèle, l'intérêt de développer des technologies dans les bandes de fréquence libres non licenciées, comme Bluetooth et Wi-Fi, jouera un rôle essentiel dans les technologies des objets connectés [12]. L'intérêt vient du fait que les bandes sous licence se concentrent davantage sur les services mobiles à large bande entraînés par la révolution des smartphones.

Les bandes de fréquence libres, communément appelées les bandes ISM, sont des parties du spectre radio réservées internationalement aux équipements industrielles, scientifiques et médicales (objectifs hors télécommunications). Des exemples d'applications pour l'utilisation

de signaux radiofréquence dans ces bandes comprennent les appareils d'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) et le chauffage par micro-ondes [15].

L'utilisation des bandes ISM peut différer selon chaque pays. Les bandes ISM partagent les allocations avec les opérations sans licence et sous licence; cependant, en raison de la forte probabilité de brouillage préjudiciable, l'utilisation sous licence des bandes ISM est généralement peu pratiquée. Étant donné que les appareils de communication utilisent les bandes libres, elles doivent tolérer toute interférence d'autres équipements ISM.

Ces dernières années, l'utilisation des bandes ISM a connu une croissance très rapide pour les systèmes de communication sans fil à faible puissance et à faible portée. Une des avantages de ces bandes est que les appareils connectés peuvent être librement utilisés sans demande d'autorisation (sans licence). Les appareils Bluetooth, les appareils de communication en champ proche (NFC), et les réseaux informatiques sans fil (Wi-Fi) peuvent tous utiliser les fréquences ISM, même si ces émetteurs basse consommation ne soient pas considérés comme des appareils ISM. Le **Tableau I. 3** indique les différentes bandes ISM principalement disponibles en France pour les applications de faibles puissances et faible portée [16].

Tableau I. 3 : Quelques bandes libres remarquables.

Bande (MHz)	Applications notables
13.553 – 13.576	RFID, NFC
433.05 – 434.79	Talkies – Walkies, télécommandes, LoRa
863 – 870	Sigfox, LoRa, RFID UHF, Zigbee, IEEE 802.11ah
2 400 – 2 483.5	Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, IEEE 802.11 et 802.15.4
2 483,5 – 2 500	Implants médicaux actifs /Acquisitions des données médicales
5 470 – 5 725	Wi-Fi

D'après le tableau, les technologies développées pour l'IoT occupent les bandes 433 MHz et 868 MHz. Normalement, la bande 433MHz est la bande ISM la plus utilisée ; elle a l'avantage d'une longue portée. Cependant, cette bande est plus vulnérable aux interférences d'autres applications et nécessite un système radio plus sophistiqué et cher [17]. La bande ISM 868 est par conséquent plus abordable, proche des bandes LTE IoT et permet de concevoir des antennes plus compactes. Pour cette raison, l'étude des technologies IoT non licenciées et la conception des antennes de ces dispositifs sera dans la bande ISM 868 MHz, ce qui garantit une portée assez longue de transmission des données et exige une miniaturisation de l'antenne à concevoir pour être intégrée dans les RFFE.

En Europe, le déploiement de la technologie LTE IoT est encore sous test. C'est pourquoi le déploiement en France est un peu difficile avec la nouveauté de cette technologie. Les technologies LoRa et Sigfox [18], [19] sont soutenues par des opérateurs mobiles nationaux (Orange, Bouygues for LoRa et SFR pour Sigfox). Ces technologies sont en concurrence dans le même segment que NB-IoT et LTE cat-M: basse consommation, faible bande passante et haute capacité.

Sigfox et LoRa utilisent des spectres non licenciés et des protocoles de communication asynchrones. Ils peuvent être impactés par les interférences et les trajets multiples. Cependant, ils ne peuvent pas offrir la même qualité de service fournie par LTE IoT. Ce dernier utilise un spectre sous licence et un protocole synchrone basé sur LTE, ce qui est optimal pour la qualité de service au détriment du coût [20]. Cependant, le déploiement du LTE IoT est limité aux stations de base LTE. Ainsi, il ne convient pas aux régions rurales ou suburbaines qui ne bénéficient pas de la couverture LTE. Sigfox et LoRa serviront d'appareil à moindre coût, avec une très longue portée, un taux de communication peu fréquent et une très longue durée de vie de la batterie. Par conséquent, le LTE IoT est préféré pour les applications qui nécessitent une qualité de service garantie, tandis que les applications qui n'ont pas cette contrainte se porteront sur LoRa ou Sigfox. Le **Tableau I. 4** présente une comparaison entre options de connectivité sans fil pour les applications IoT.

Tableau I. 4 : Comparaison des technologies sans fils à basse consommation (LPN, Low power network) [21].

Attribute	Bluetooth® Low Energy Technology	Wi-Fi	Z-Wave	IEEE 802.15.4 (Zigbee, Thread)	LTE-M	NB-IoT	Sigfox	LoRaWAN
Range	10 m – 1.5 km	15 m – 100 m	30 m - 50 m	30 m – 100 m	1 km – 10 km	1 km – 10 km	3 km – 50 km	2 km – 20 km
Throughput	125 kbps – 2 Mbps	54 Mbps – 1.3 Gbps	10 kbps – 100 kbps	20 kbps – 250 kbps	Up to 1 Mbps	Up to 200 kbps	Up to 100 bps	10 kbps – 50 kbps
Power Consumption	Low	Medium	Low	Low	Medium	Low	Low	Low
Ongoing Cost	One-time	One-time	One-time	One-time	Recurring	Recurring	Recurring	One-time
Module Cost	Under \$5	Under \$10	Under \$10	\$8-\$15	\$8-\$20	\$8-\$20	Under \$5	\$8-\$15
Topology	P2P, Star, Mesh, Broadcast	Star, Mesh	Mesh	Mesh	Star	Star	Star	Star
Shipments in 2019 (millions)	~3,500	~3,200	~120	~420	~7	~16	~10	~45

1.3 Synthèse

L'internet des objets entraîne une vague massive d'appareils intelligents et connectés qui permettront de nouveaux services, des gains d'efficacité et donc des économies dans tous les secteurs de la sphère industrielle et privée. Cette croissance exponentielle des applications impliquera le développement de frontaux RF simplifiés à faible coût et à taille réduite. Les bandes sub-GHz, surtout les bandes ISM, sont de bonnes candidates car le spectre est moins encombré et offre de meilleures caractéristiques de propagation et une meilleure efficacité énergétique des systèmes.

Le réseau de télécommunication a bien évolué de la première à la 5^{ème} génération qui continue à changer et s'améliorer pour s'adapter aux besoins futurs d'un réseau de télécommunication mondiale. La première partie du chapitre a résumé les différences de

technologies cellulaire (LTE IoT) et non cellulaire (Sigfox, LoRa), et leurs avantages en termes de solutions IoT et de problèmes majeurs.

Les préoccupations des applications de l'internet des objets dans ces bandes de fréquences, surtout les bandes non licenciées (bande 868 en France), est l'interférence possible avec des systèmes fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences et la réduction de la complexité et la taille du RFFE. Les antennes ultra bande étroite (UNB) sont d'un intérêt majeur pour aider au filtrage de signaux hors bande mais également pour simplifier la conception des frontaux RF. Ces derniers requièrent un effort de miniaturisation des antennes, qui font quelques cm dans les bandes sub-GHz, pour être intégrées dans ou sur les modules dont la taille se réduit régulièrement (250 mm^2 [14]). Cependant, le potentiel d'une telle solution de frontaux RF compacts est liée aux limites fondamentales des antennes où la miniaturisation dans les bandes ISM (433 MHz ou 868 MHz) est contraignante en termes d'efficacité, complexité et coût de l'antenne.

La partie suivante est dédiée à la présentation des contraintes physiques sur la miniaturisation des antennes ainsi que les techniques de miniaturisation identifiées dans la littérature.

2 Problématique

2.1 Contrainte Physique

Comme nous l'avons montré dans la première section, l'évolution des standards de télécommunication pour servir la connectivité IoT longue portée incite l'utilisation des bandes de fréquence sub-GHz (bandes UHF et même VHF). Alors que le développement des versions LTE-IoT a permis la réduction de la complexité et la taille des frontaux RF, l'antenne reste donc un élément dimensionnant du transmetteur IoT.

Dans le cas des objets connectés fonctionnant dans la bande des fréquences décimétriques, nommée bande ultra haute fréquence (UHF) de 300 MHz à 3 GHz, plus particulièrement dans notre cas d'application (les bandes 800 ou 868 MHz), l'antenne est le composant le plus volumineux du système. En effet, prenons l'exemple d'une simple antenne monopole non miniaturisée. Pour que cette antenne rayonne efficacement à une fréquence $f = 800 \text{ MHz}$, sa taille doit être classiquement de $L = \lambda/4$ (9.4 cm), où λ la longueur d'onde à la fréquence d'opération ($\lambda = c_0/f$). c_0 étant la célérité dans le vide. On aurait alors une antenne de taille plus grande que celle d'un téléphone mobile.

La miniaturisation d'une antenne consiste dans un premier temps à réduire ses dimensions géométriques, sa surface, son volume à fréquence de résonance fixe, et dans un second temps, à réduire et intégrer au plus près de l'antenne les circuits d'adaptation d'impédance nécessaires à son bon fonctionnement. Dans la section suivante, nous allons définir en premier lieu ce qu'est une antenne miniature et en second lieu, nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature ainsi que les limites fondamentales de ces antennes.

2.2 Les Antennes miniatures

2.2.1 Définition

Le concept de la miniaturisation de l'antenne consiste à réduire la longueur d'onde effective dans la géométrie de l'antenne, augmentant ainsi électriquement l'antenne [22].

La notion d'antenne miniature, ou antenne électriquement petite (AEP), a été introduite pour la première fois par Wheeler en 1947 où il posa les limites fondamentales [23]. Le même auteur a présenté une définition détaillée des principes de ces antennes en 1974 [24]. Selon Wheeler, l'antenne est dite électriquement petite si elle occupe une petite fraction de la « radiansphère » qui désigne un volume sphérique de rayon $\lambda_0/2\pi$, λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide. La radiansphère correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée [25]. Plus précisément, une antenne miniature est une antenne dont la plus grande dimension est inférieure à $\lambda_0/2\pi$ [26]. Cette relation est souvent exprimée telle que $kr < 0.5$, avec r le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne (**Figure I. 8**), et k le nombre d'onde dans le milieu de propagation ($k = 2\pi/\lambda_0$).

Plus tard, une théorie très complète a été présentée par Chu [27] dans laquelle le facteur de qualité minimal $Q_{\min,chu}$ d'une antenne, englobée par la plus petite sphère du rayon r , a été dérivé. Pour cette raison, cette sphère minimum englobant l'antenne sera nommée dans la suite la sphère de Chu.

A noter que la sphère de Chu est la sphère contenant la totalité de l'élément rayonnant. De ce fait, si le plan de masse est de taille réduite comparée à la longueur d'onde (typiquement quelques fractions de $\lambda_0/4$ et le siège de résonance lié à sa forme, ses dimensions), il devra être inclus dans la sphère de Chu. Par contre, si le plan de masse est infiniment grand et joue le rôle d'un miroir électrique, il ne sera pas pris en compte dans la sphère de Chu ; l'antenne est incluse dans la sphère mais avec son image électrique.

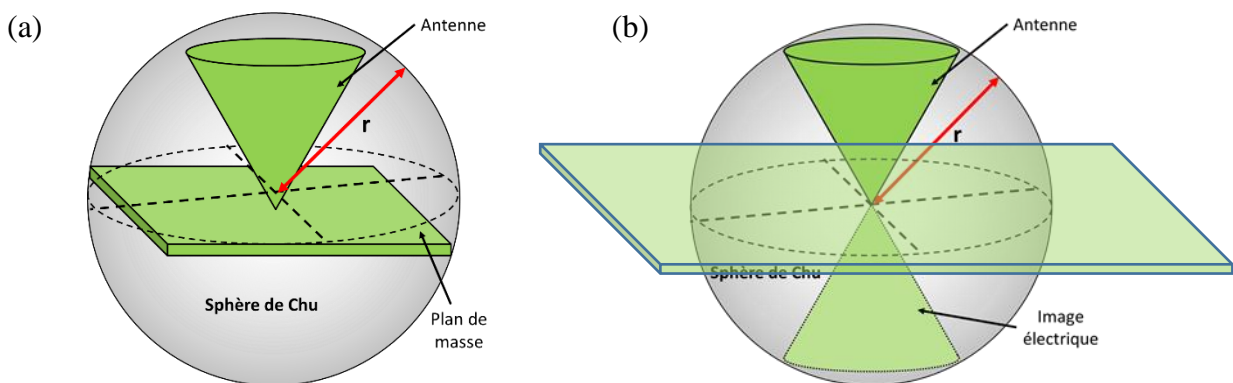


Figure I. 8 : Sphère minimale (sphère de Chu) englobant (a) l'antenne avec son plan de masse fini de dimensions réduites et (b) l'antenne sur un plan de masse infini (antenne + son image électrique).

La réduction de la taille des antennes par rapport à la longueur d'onde limite les performances radioélectriques des antennes. Les performances d'une AEP sont caractérisées

par la taille électrique kr , le facteur de qualité Q (ou bande passante BP), et l'efficacité de rayonnement. Une attention plus particulière est portée au facteur de qualité et son lien avec la taille électrique. En effet, plusieurs études ont été menées pour déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc maximum de bande passante) pour une taille d'antenne donnée [25] - [28].

Ainsi nous avons défini les AEP, nous allons maintenant voir les conséquences de la miniaturisation sur les performances de l'antenne. Une attention plus particulière est portée aux limites fondamentales de ces antennes.

2.2.2 Limites fondamentales des antennes miniatures

Miniaturiser une antenne consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptées en termes de diagramme de rayonnement, d'efficacité et de bande passante. Les limites théoriques liées à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux menés par Wheeler [23], Chu [27] et Harrington [28] restent des références. Le facteur de qualité Q est un paramètre sans dimension qui, par analogie aux circuits électriques oscillants, compare la fréquence à laquelle un système oscille à la bande de fréquence dans laquelle il dissipe son énergie. Son calcul peut être réalisé en effectuant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale de l'antenne. Pour une antenne monomode qui présente une résonance d'impédance unique dans sa bande passante, l'expression générale du facteur Q définie pour les antennes est donnée sous la forme suivante [28] :

$$Q = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{ant}} \quad (\text{I. 1})$$

Avec W_e et W_m respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées et P_{ant} la puissance acceptée par l'antenne. Les énergies électrique et magnétique et la puissance totale, sont la somme des quantités correspondantes associées à chaque mode. Le calcul de Q est fait à partir des expressions générales du champ rayonnant sphérique. Chu limite son étude aux antennes omnidirectionnelles à polarisation linéaire et considère qu'il n'y a pas d'énergie stockée à l'intérieur de la sphère. Il modélise l'énergie rayonnée de l'antenne comme une somme de modes sphériques se trouvant à l'extérieur de la sphère de Chu. Chaque mode est ensuite modélisé par un circuit équivalent RLC. Le facteur de qualité est alors calculé grâce à une analyse de circuit. L'approximation du Q minimum, c'est-à-dire la limite de Chu, est donnée par :

$$Q_{min,Chu} = \frac{1 + 2(kr)^2}{(kr)^3[1 + (kr)^2]} \quad (\text{I. 2})$$

D'autre part, comme le montrent les travaux de McLean [29], le résultat le plus exact pour le facteur de qualité minimum est :

$$Q_{min,exacte} = \left(\frac{1}{k^3 r^3} + \frac{1}{kr} \right) \quad (\text{I. 3})$$

La différence entre les expressions **(I. 2)** et **(I. 3)** est très faible lorsque le système est électriquement petit.

Cependant, et comme on va montrer dans les équations à venir, la bande passante fractionnelle (relative) d'une antenne est inversement liée à son facteur de qualité. Par conséquent, à mesure que la taille électrique de l'antenne diminue, la valeur Q minimale augmente considérablement, provoquant une diminution correspondante de la bande passante du système d'antenne. Il est communément admis que le facteur de qualité et la bande passante de l'antenne n'approcheront de leurs limites que si l'antenne utilise efficacement le volume disponible dans la radiansphère. Il est bien connu que la bande passante d'une antenne augmente avec les pertes, mais au détriment de la puissance totale rayonnée. En particulier, si l'efficacité de rayonnement est η_{ray} , le facteur de qualité pour les systèmes avec et sans pertes est lié par les relation

$$Q_{pertes} = \eta_{ray} Q_{sans\ pertes} \quad (\text{I. 4})$$

D'où l'expression du Q minimum donné tenant compte des pertes **[28]** :

$$Q_{min,Chu} = \eta_{ray} \left(\frac{1}{k^3 r^3} + \frac{1}{kr} \right) \quad (\text{I. 5})$$

Par conséquent, pour toutes les études faites ci-dessous, nous utiliserons l'expression exacte **(I. 5)** où intervient l'efficacité de rayonnement, mais nous l'appellerons la limite de Chu.

Avec η_{ray} l'efficacité de rayonnement. Afin de déterminer le Q minimum d'une antenne électriquement petite, des études détaillées et poussées sur ces concepts et formulations associées ont été discutés et complétés par de nombreux autres travaux publiés par Harrington **[28]**, Hansen **[26]**, McLean **[29]**, Pozar **[30]**, Thal **[31]**, **[32]**, Gustafsson **[33]**, Yaghjian et Stuart **[34]**. Notamment, les travaux de Wheeler et Chu, sur les limites fondamentales des AEP, ont été étendus par Harrington pour inclure l'effet des pertes. En effet, une antenne miniaturisée présente une concentration de densités de courant de surface plus élevée que les antennes standard; ainsi, les pertes ohmiques sont amplifiées.

Nous souhaitons maintenant faire le lien entre le facteur de qualité et la Bande Passante Relative (BPR) de manière assez simple. L'équation **(I. 3)** donne une formule établie par Yaghjian et Best **[35]** prenant en compte le taux d'onde stationnaire s et qui s'écrit,

$$BPR = \frac{s - 1}{Q\sqrt{s}} \quad (\text{I. 6})$$

Pour $kr \ll 1$, $1/(kr)^3 \gg 1/kr$, le facteur de qualité minimal donné par Chu **(I. 1)** se simplifie alors,

$$Q_{min,Chu} = \frac{\eta_{ray}}{(kr)^3} \quad (\text{I. 7})$$

Ainsi, d'après **(I. 6)** et **(I. 7)**, et pour $kr \ll 1$, nous avons :

$$BPR \cdot \eta_{ray} = \frac{s-1}{\sqrt{s}} (kr)^3 \quad (\text{I. 8})$$

Les courbes de la **Figure I. 9** représentent les limites fondamentales du facteur de qualité $Q_{min,Chu}$ en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs d'efficacité de rayonnement. On peut voir que, pour une longueur d'onde donnée, la diminution de la taille électrique de l'antenne (rayon r) augmente le facteur de qualité et donc réduit la bande passante de l'antenne. Si on fixe la valeur de Q , la diminution de la taille d'antenne est également associée à une réduction de son efficacité. Ainsi, les antennes miniatures présentent des performances qui se dégradent en même temps que ses dimensions se réduisent. L'explication physique de ce phénomène est que la réduction des dimensions de l'élément rayonnant entraîne une augmentation de l'intensité du courant sur la structure qui amplifie les pertes ohmiques et/ou diélectrique respectivement dans les conducteurs et les substrats non idéaux ce qui réduit le rayonnement.

De plus, le phénomène de résonance susceptible de se produire dans l'antenne miniature présente alors un fort coefficient de qualité qui rend délicat l'adaptation de l'antenne et interdit l'obtention d'une large bande passante de fonctionnement. La problématique de miniaturisation des antennes impose donc de trouver un compromis entre taille électrique, bande passante et efficacité.

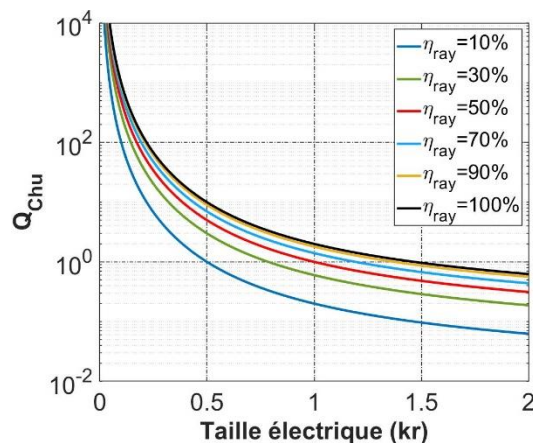


Figure I. 9 : Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (kr) de l'antenne pour différentes valeurs d'efficacité de rayonnement.

Le produit bande passante par efficacité (**I. 8**) apparaît donc directement lié au volume équivalent de l'antenne (taille électrique à la puissance 3). Yaghjian et Best [35], [36] ont aussi calculé le facteur de qualité de manière exacte en termes de champs et d'impédance et ont fait le lien entre le facteur de qualité et la bande passante. Il en ressort l'expression du facteur de qualité suivante:

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z_0'(\omega_0)| \quad (\text{I. 9})$$

Avec R_0 la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, Z_0' la dérivée de l'impédance d'entrée et ω_0 la pulsation de résonance de l'antenne. Ainsi, grâce à cette formule, nous pouvons

calculer le facteur de qualité d'une antenne directement à partir de son impédance d'entrée. A noter que cette expression de Q n'est valide qu'à la résonance ω_0 .

Au même titre que le facteur de qualité, l'efficacité de rayonnement η_{ray} est un paramètre critique pour les AEP. On la définit par le rapport entre la puissance rayonnée et celle acceptée par l'antenne. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_{pertes} (**Figure I. 10**). Sachant que R_{ray} est la résistance de rayonnement totale calculée au niveau du port de l'antenne, l'efficacité peut être exprimée simplement par,

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} \quad (\text{I. 10})$$

A noter que la notion de résistance de rayonnement est importante afin de pouvoir exprimer mathématiquement au niveau du port d'entrée de l'antenne, la conversion (pertes) d'une partie de la puissance électrique acceptée en champ EM lointain rayonné. En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique kr de l'antenne diminue, R_{ray} diminue et R_{pertes} devient le terme dominant dans l'équation (**I. 7**). L'origine de la diminution de l'efficacité pour de faibles tailles d'antennes est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques [37].

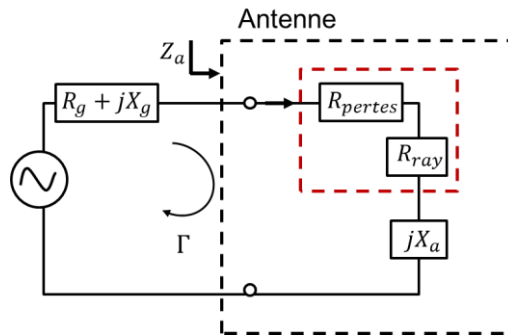


Figure I. 10 : Circuit électrique simplifié d'une antenne.

A titre de précision, on note qu'à la différence de l'efficacité de rayonnement, l'efficacité totale prend en compte la désadaptation d'impédance de l'antenne dans sa définition.

$$\eta_{totale} = (1 - |\Gamma|^2)\eta_{ray} \quad (\text{I. 11})$$

Bien que les antennes miniatures constituent une solution pour réduire l'espace réservée à l'élément rayonnant dans les terminaux de communication, la réduction de la taille électrique de l'antenne entraîne une diminution de son efficacité et de sa bande passante. Ceci rentre en contradiction avec l'évolution des standards et l'accumulation de nouvelles bandes. En effet, avec ce compromis l'antenne ne peut adresser qu'une bande passante étroite et l'introduction des nouvelles bandes entraîne l'ajout d'une nouvelle antenne.

Ainsi, nous avons décrit les paramètres importants des antennes miniatures, et notamment le facteur de qualité. Nous avons montré que la miniaturisation d'une antenne passe par un compromis sur la taille, la bande passante et l'efficacité. Nous allons maintenant aborder les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

2.3 Techniques de miniaturisation

Dans ce paragraphe, nous présenterons une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes. Il existe plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but d'allonger artificiellement les dimensions de l'élément rayonnant. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du courant par modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments localisés ou l'utilisation de matériaux particuliers. Nous abordons dans la suite les techniques les plus courantes trouvées dans la littérature.

2.3.1 Modification de la géométrie

Cette technique de miniaturisation, la plus répandue actuellement, consiste à modifier la forme de la structure antennaire en utilisant des fentes, des repliements ou des courts circuits. Nous énumérons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

2.3.1.1 Ajout des fentes

Cette technique permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'élément rayonnant. En effet, les courants sont forcés de contourner les fentes inscrites, ainsi le parcours des courants surfaciques sur cet élément est rallongé. En plus, cette technique introduit des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [38]. La **Figure I. 11** correspond à la structure d'antenne micro-ruban double bandes WLAN avec une fente intégrée sur l'élément rayonnant [39]. L'antenne fait $0.15\lambda \times 0.16\lambda \times 0.006\lambda$ à 2.4 GHz. En changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. En effet, plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe plusieurs formes des fentes ; simples fentes, fentes repliées en U, en H, mais aussi de forme curviligne [40], [41].

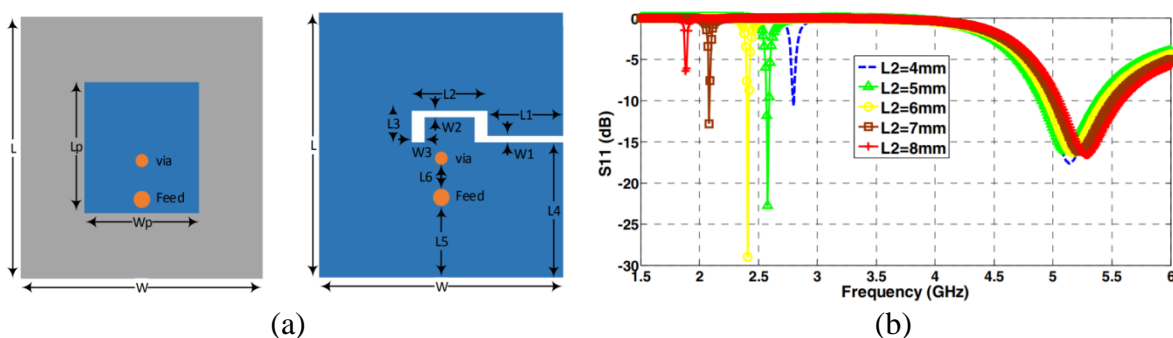


Figure I. 11 : (a) Antenne fente : vue de face (gauche) et vue d'arrière (droite), (b) Coefficient de réflexion associé [39].

Notons que l'introduction de la fente sur la **Figure I. 11** peut également s'interpréter comme le repliement d'un morceau de la partie supérieure de l'antenne.

2.3.1.2 Ajout de court-circuit

Une des méthodes les plus utilisées surtout dans le domaine des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs court-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En observant la distribution du champ électrique du mode fondamental, on constate que le champ électrique s'annule au milieu de la longueur résonante (**Figure I. 12**). Cela signifie qu'en positionnant un mur (symétrie) électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est pas affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance.

En pratique, il est possible de court-circuiter l'antenne en son centre avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse. Il en résulte une antenne ayant une longueur physique réduite de 50%. Ceci est aussi le principe de l'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) volumétrique. Cette antenne a déjà fait l'objet de nombreuses études [42] - [44].

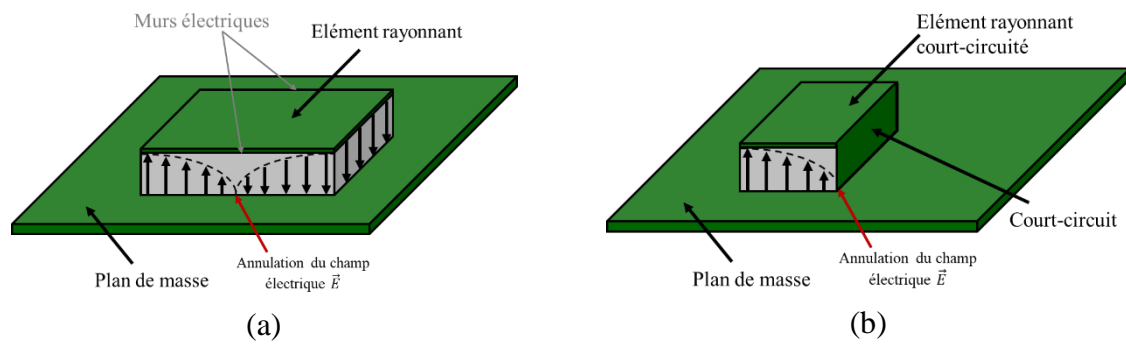


Figure I. 12 : Cartographie du champ E dans la cavité: (a) D'une antenne micro-ruban, (b) D'une antenne PIFA court-circuitée.

2.3.1.3 Repliements

Cette technique vise à maintenir le mode quart d'onde défini précédemment en réduisant l'encombrement de l'antenne. Cette opération consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou à le replier sur lui-même, ce qui conduit à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée [45], [46]. Il arrive que certaines réalisations conduisent à la concentration des courants électriques dans des zones où l'élément rayonnant comporte des métallisations de faible largeur. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain. Dans [47], Holub et Polivka présentent une antenne patch court-circuitée repliée sur plusieurs niveaux. Cette technique permet de réduire la longueur électrique de l'antenne initialement de $\lambda_g/4$ d'un facteur de $1/N$ (ou N est le nombre de plaques métalliques montées verticalement (**Figure I. 13 (a)**) au détriment de la hauteur. Afin d'illustrer cette technique, l'antenne montée et testée à 869MHz est présentée dans la **Figure I. 13 (b)**. Cette antenne fait une longueur de $\lambda/11.7$ et une hauteur de $\lambda/17$, et une bande passante relative de 1,15%.

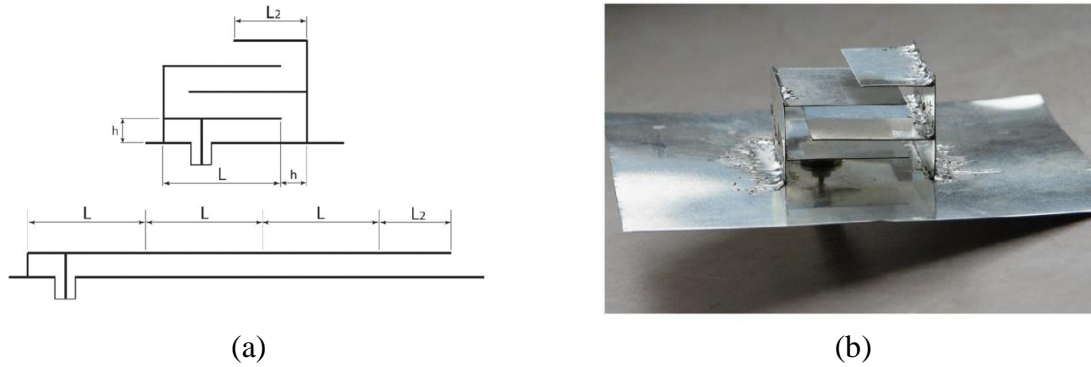


Figure I. 13 : (a) Illustration de l'antenne PIFA repliée sur plusieurs niveaux, (b) Exemple réalisé de l'antenne à 869MHz [47].

2.3.1.4 Les méandres

Les antennes monopole en méandre [48] - [50] sont aussi largement utilisées dans des domaines divers et variés. La configuration d'une antenne méandre opérant dans les bandes LTE 800 MHz et la bande cellulaire 3G 900 MHz [50] est présentée dans la **Figure I. 14**. L'antenne de longueur $L = 0.13\lambda$ et largeur $W = 0.07\lambda$ résonne à 897 MHz et a une bande passante totale de 185 MHz.

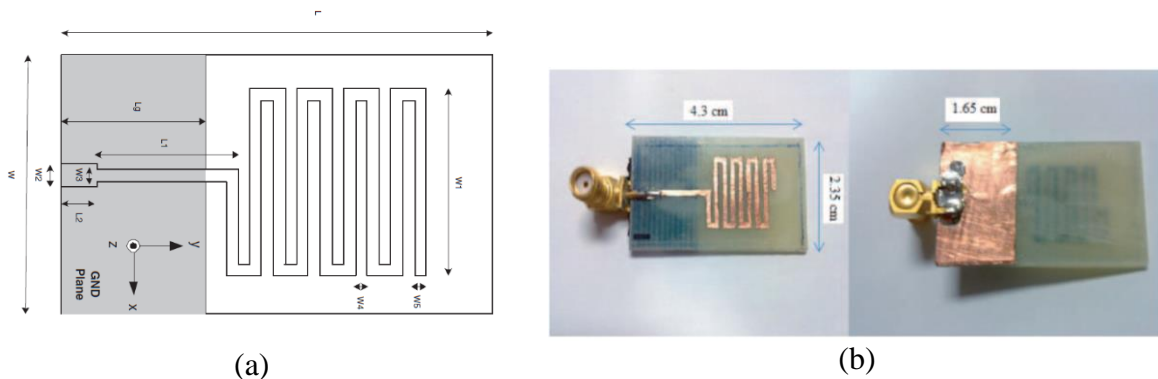


Figure I. 14 : (a) Géométrie de l'antenne méandre électriquement petite (b) Antenne méandre fabriquée [50].

2.3.2 Ajout des charges localisées

Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout de charge localisée qui va de l'élément discret (capacité ou inductance) aux éléments de charges distribués (tronçon de ligne conductrice, matériaux à propriétés diélectriques ou magnétique). En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole chargé par une inductance. De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité. Les antennes micro-ruban dans lesquelles on a découpé des fentes peuvent aussi être représentées par des circuits LC équivalents.

Concernant l'utilisation d'éléments capacitifs [51], [52] ou inductifs [53], ces techniques ont également pour objectif d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne et

donc une diminution de sa fréquence de résonance. Nous illustrons dans la **Figure I. 15** un exemple d'antenne différentielle circulaire inspirée IFA (pour Inverted F Antenna) chargée par une capacité distribuée [52]. Les brins de l'antenne ont été prolongés pour former une ligne coplanaire dont la longueur fixe la valeur de la capacité. Cette charge permet d'abaisser la fréquence de résonance de l'antenne et par conséquent provoque une réduction de sa taille (afin de revenir à la fréquence de résonance initiale).

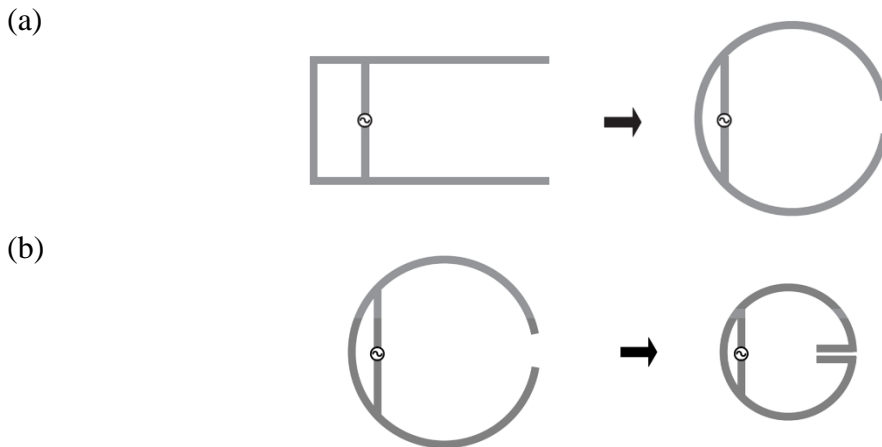


Figure I. 15 : Antenne IFA différentielle (a) Repliement des brins de l'antenne circulaire, (b) Introduction de la capacité de charge en extrémité [52].

2.3.3 Miniaturisation à l'aide des matériaux

Les antennes imprimées sur substrat sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. La modification de la structure de l'antenne, l'ajout des charges localisées ne sont pas les seules techniques permettant la miniaturisation de ce type d'antennes. La modification des caractéristiques de l'environnement proche de l'antenne est aussi utilisée. Dans le cas des antennes imprimées, il s'agit de modifier le substrat qui supporte l'élément rayonnant. Il est en effet bien connu que l'utilisation des matériaux à forte permittivité diélectrique permet de réduire les dimensions de l'antenne sans modifier le facteur de forme en raison d'une longueur d'onde guidée λ_g plus courte dans le matériau [54]. En effet, la longueur d'onde dans un matériau homogène de permittivité relative ϵ_r et perméabilité relative μ_r est donnée par l'expression (I. 9) suivante:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I. 12})$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. Cependant, on constate une diminution de la bande passante du fait de l'augmentation de l'énergie stockée avec l'emploi de diélectrique à forte permittivité, et par conséquent du facteur de qualité.

De même, l'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques (dont la permittivité et la perméabilité sont toutes deux supérieures à 1) permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante [55]. Il existe également les matériaux magnétiques artificiels ou les méta-matériaux, qui sont des matériaux aux propriétés électromagnétiques contrôlables et non disponible naturellement. Ils peuvent présenter une

permittivité et/ou une perméabilité négative [56] qui ont fait l'objet d'investigation pour la miniaturisation des antennes.

2.4 Synthèse

Dans cette partie, nous avons présenté une définition des antennes miniatures et leurs limites fondamentales physiques. Un des paramètres clefs des antennes miniatures est le facteur de qualité (inversement proportionnel à la bande passante) dont la valeur minimale théorique a été et est toujours l'un des centres d'intérêt des concepteurs d'antenne, qui ont généralement pour objectif de privilégier la recherche d'une faible valeur afin d'obtenir une large bande passante. L'efficacité de rayonnement est l'autre paramètre important susceptible de différencier les performances des antennes miniatures. De plus, les différentes techniques de miniaturisation des antennes ont été présentées. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement, ...) ainsi que les techniques plus innovantes avec notamment des nouveaux matériaux. Le **Tableau I. 5** résume les différentes techniques de miniaturisation présentées avec leurs avantages et inconvénients.

Tableau I. 5 : Récapitulatif des méthodes de miniaturisation.

Technique de miniaturisation	Avantages	Inconvénients
Modification de la géométrie	-Pertes limitées au niveau de la structure	-Facteur de miniaturisation faible. -Structure d'antenne complexe.
Ajout des charges localisées	-Facteur de miniaturisation élevé. -Facilité d'intégration	-Pertes dues à la partie résistive du composant de charge.
Modification des matériaux	-Structure d'antenne simple	-Facteur de miniaturisation faible -Coût élevé selon le matériau - Augmentation du poids

Différentes techniques permettent la miniaturisation des antennes. En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement. Nous nous intéresserons dans la prochaine partie aux différentes solutions permettant de contourner le problème de l'étroitesse de la bande passante. Nous illustrerons ainsi les différentes techniques d'agilité fréquentielle des antennes compactes.

3 Agilité fréquentielle

Comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe précédent, lorsque l'on réduit la taille électrique d'une antenne, on diminue son efficacité et sa bande passante. Grâce au progrès de l'électronique, les composants radiofréquence reconfigurables apparaissent comme des éléments clés d'innovation. Ils font l'objet d'importantes recherches depuis de nombreuses

années et leurs performances s'améliorent. La **Figure I. 16** montre l'évolution de la figure de mérite ($FOM = R_{on}C_{off}$) des commutateurs RF SOI, produits par Peregrine, avec les années [57]. La figure de mérite est un rapport entre la quantité de perte qui se produit lorsqu'un signal radiofréquence traverse le commutateur dans son état ON (R_{on} , ou résistance en marche) et la quantité de signal radio qui fuit à travers sa capacité dans son état OFF (C_{off} , ou hors capacité).

Pour pallier le problème de l'étroitesse de la bande passante, une solution consiste à rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence [58] lorsque le standard de communication l'autorise (bande instantanée la plus étroite possible). Cette solution est réalisée en intégrant un composant agile sur la structure antennaire [59]. On peut distinguer trois types de reconfigurabilité: reconfiguration en fréquence, reconfiguration du diagramme de rayonnement, reconfiguration de la polarisation et toute combinaison des trois configurations précédentes. Dans la suite nous nous intéressons à la reconfigurabilité ou agilité fréquentielle puisqu'elle permet de contourner notre problématique de bande passante limitée. Nous exposons la définition des antennes agiles en fréquence et les techniques et composants les plus répandus permettant de rendre une petite antenne agile en fréquence.

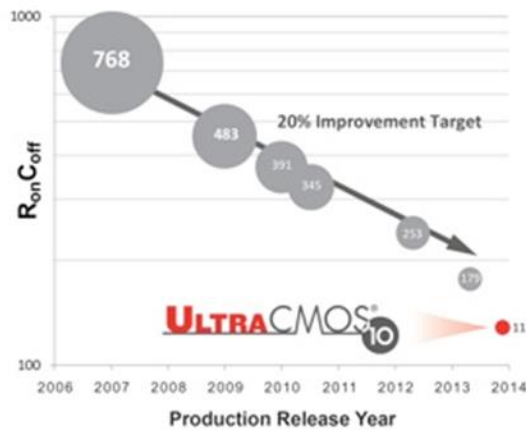


Figure I. 16 : Evolution de la figure de mérite $R_{on}C_{off}$ des commutateurs SOI en fonction de l'année de production [57].

3.1 Définition

Une antenne agile ou reconfigurable en fréquence est une antenne dont la bande (étroite pour AEP) de fonctionnement peut être réglée à chaque instant sur une certaine plage de fréquence. La reconfiguration en fréquence recouvre différentes fonctionnalités: le changement de fréquence de fonctionnement et/ou le changement de bande passante. **Figure I. 17** illustre l'agilité fréquentielle obtenue grâce à des techniques de reconfigurabilité. Sur cette figure, à gauche, l'antenne miniaturisée possède une bande passante étroite, définie par un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. A droite, en utilisant différentes techniques décrites par la suite, on déplace la résonance de l'antenne de manière à recouvrir des bandes de fréquences voisines. Si la bande-passante instantanée de l'antenne reste assez étroite, la bande passante globale obtenue par commutation est bien plus importante, et permettra de couvrir le spectre voulu.

Afin de mieux appréhender le contexte de notre étude, La **Figure I. 18** représente la bande de fréquence 868MHz. Prenons l'exemple d'une antenne miniaturisée ayant une bande

instantanée étroite de 1 MHz. Cette antenne miniature devra couvrir toute la bande ISM qui comprend une bande passante totale de 10 MHz divisée en plusieurs canaux de fréquence. En effet, l’antenne ne devra pas couvrir tout le spectre en même temps, mais couvrir efficacement une petite partie de la bande à chaque instant.

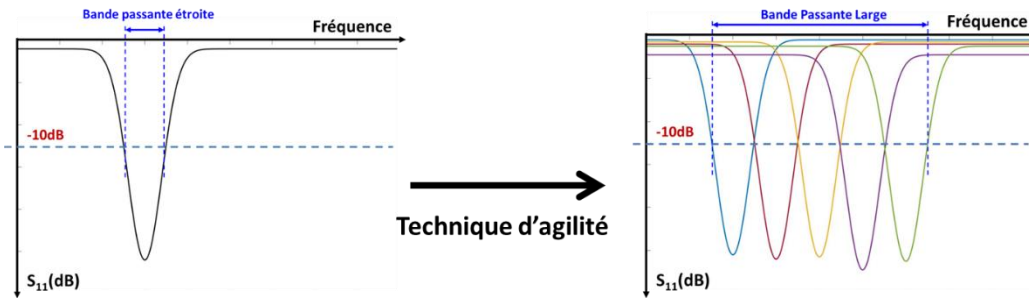


Figure I. 17 : Illustration de l’agilité fréquentielle: Antenne miniature avec une bande passante étroite (gauche) et recouvrement fréquentiel plus important grâce à une technique de miniaturisation (droite).

Une antenne miniature reconfigurable en fréquence sera alors la solution pour recouvrir tous les canaux précédents par commutation. La bande passante étroite instantanée doit être suffisante pour couvrir chaque canal et l’agilité fréquentielle permettra de se déplacer d’un canal à un autre. En autorisant une bande passante plus étroite, cette technique d’agilité autorise une miniaturisation plus forte de l’antenne. IL convient alors de surveiller les performances en rayonnement et l’impact de la miniaturisation ainsi que de la technologie d’agilité sur l’efficacité de rayonnement.

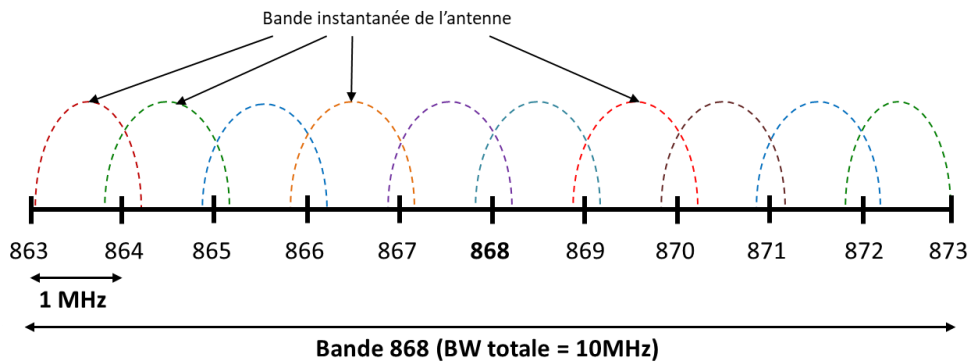


Figure I. 18 : Représentation graphique d’un exemple de canaux à couvrir par une antenne miniature (bande instantanée étroite de 1MHz) dans la bande 868 (bande totale de 10 MHz).

3.2 Critères de performances

Il existe plusieurs critères pour caractériser les antennes agiles en fréquence :

- L’excursion en fréquence (TR, Tuning Range) définie par,

$$TR [\%] = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \times 100 \tag{I. 10}$$

Avec f_{max} et f_{min} respectivement les fréquences de résonance maximale et minimale de l'antenne reconfigurable en fréquence.

- Le pas de réglage - Il faut distinguer deux catégories d'agilité fréquentielle : discrète et continue. L'agilité fréquentielle discrète autorise l'antenne à opérer sur un ensemble de valeurs discrètes, tandis que l'agilité fréquentielle continue permet de balayer les fréquences de travail de manière ininterrompue au sein de la bande d'excursion. Pour le cas d'un composant discret, il faut que le pas de réglage soit petit de façon à éviter la non couverture de certaines fréquences dans la bande.
- Consommation en puissance - Ce paramètre joue un rôle clef dans la conception de l'antenne reconfigurable, car les composants actifs insérés (qui induisent aussi une miniaturisation) ne sont pas idéaux et pourraient introduire des pertes dans la structure antennaire. Les composants ayant une partie résistive assez importante consomment plus de puissance, ce qui réduit l'efficacité de rayonnement de l'antenne.
- Tenue en tension – La tension de crête V_{peak} est la tension maximale que le composant peut prendre en charge tout en fournissant un comportement linéaire acceptable [60]. La tension de crête aux bornes d'un composant dépend du niveau de puissance d'entrée, de la topologie de l'antenne ou du circuit d'adaptation, la position du composant et du facteur de qualité chargé du circuit. Par exemple, à une puissance d'entrée de + 35 dBm, la tension de crête d'une capacité shunt à l'intérieur d'un circuit d'adaptation pourrait être aussi élevée que 32 V.
- Linéarité ($2f_0$, $3f_0$, harmonies, $IP2$, $IP3$, ...) - Des commutateurs à haute linéarité sont nécessaires pour éviter la dégradation des performances en termes de TIS (Total Isotropic Sensitivity), TRP (Total Radiated Power) et d'agrégation de porteuses.
- Temps de commutation – IL constitue un des critères les plus importants pour les antennes agiles. La commutation entre les états du composant doit être la plus rapide possible afin de permettre la couverture de la bande souhaitée dans le moindre temps. Par exemple, les capacités réglables de Pérégrine [61] peuvent avoir un temps de commutation de moins de 70 ns
- Volume du composant – Le composant de réglage doit avoir la taille la plus petite tout en gardant de bonnes performances pour pouvoir être intégré dans l'antenne ou le circuit d'adaptation sans augmenter la taille réduite du système.

La reconfiguration ou l'agilité fréquentielle peut être obtenue par diverses approches. Certaines techniques ont recours à l'ajout de composants localisés agiles permettant ainsi le rallongement des longueurs électriques [62], d'autres s'appuient sur une altération mécanique de la structure constituant l'antenne [63], tandis que d'autres utilisent des substrats dont les propriétés sont accordables [64]. Nous allons ici détailler les techniques les plus répandues qui s'inscrivent dans le contexte de l'agilité en se basant sur l'ajout d'éléments agiles soit dans le circuit d'adaptation d'impédance, soit sur la structure de l'antenne elle-même.

3.3 Reconfigurabilité par ajout de composants agiles

L'agilité fréquentielle est obtenue en modifiant la longueur électrique d'une antenne pour décaler sa résonance vers la bande de fréquence de fonctionnement souhaitée. Pour cela, on charge l'antenne par des éléments actifs dont la réactance peut être contrôlée électroniquement (diode varicap, DTC), ou par des composants jouant le rôle d'interrupteur (diodes PIN ou MEMS).

3.3.1 Diodes PIN

Les diodes PIN sont apparues en 1950 comme l'une des premières applications de la jonction PN [65]. La diode PIN est capable de commuter en une durée très brève, de même ordre que celui des transistors (quelques dizaines de nanosecondes). Ces diodes peuvent faire transiter des signaux ayant des niveaux de puissances faibles (quelques milliwatts), ainsi que des niveaux de puissances élevés supérieurs au kW, à des fréquences plus basses (de l'ordre de 100 MHz). Elle présente des tensions de commandes peu élevée (de l'ordre d'un volt) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 30 mW. Les diodes PIN sont connues pour leur bonne performance électrique à l'état OFF (C_{off}), cependant les résistances à l'état ON (R_{on}) de ces composants sont relativement élevées, ce qui se traduit par de fortes pertes d'insertion.

La **Figure I. 19** présente une structure d'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) conventionnelle et d'une ligne parasite avec une seule diode PIN [66]. L'antenne proposée peut facilement inclure le GSM850 et le GSM900 en fonction de l'état On/Off de la diode PIN. D'autre part, cette antenne pourra également supporter trois bandes de service du GSM1800, le GSM1900, et l'UMTS.

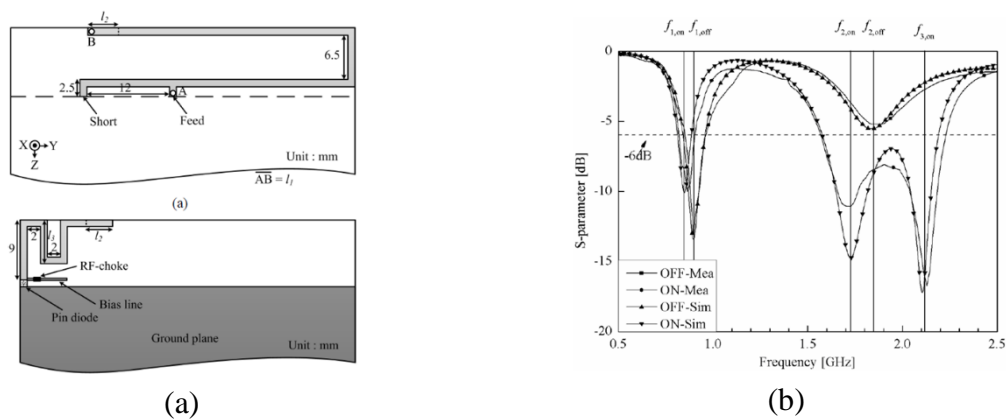


Figure I. 19 : (a) Géométrie de l'antenne proposée vue de devant (en haut) et de derrière (en bas) (b) Le coefficient de réflexion de l'antenne selon l'état de la diode PIN [66].

3.3.2 MEMS

Complémentairement aux technologies semi-conductrices, il existe des solutions mécaniques pour réaliser des fonctions de commutation. Les dispositifs MEMS (Micro Electro Mechanical System) miniatures sont d'excellents candidats pour la réalisation des commutateurs RF.

Développé pour la première fois dans les années 1970. Un MEMS est un microsystème comprenant un ou plusieurs éléments mécaniques [67], utilisant l'électricité comme source d'énergie, en vue de réaliser une fonction de capteur et/ou d'actionneur; en partie assurée par la forme même de la structure. Selon leur conception, les MEMS peuvent servir pour diverses fonctions. Typiquement, ils peuvent remplacer dans les structures antennaires des capacités ou des interrupteurs au même titre que les diodes varicap ou PIN. Ils ont l'avantage d'avoir une très faible consommation électrique et une forte isolation à l'état passant. En plus, les nouveaux commutateurs MEMS présente un temps de commutation très faible (<10ns [68]) Cependant, ces commutateurs ont l'inconvénient du besoin d'une tension élevée pour leur commande. Mais comme ils ne consomment quasiment pas de courant, les pertes sont très faibles. Leurs inconvénients restent en premier lieu la tension élevée qu'ils nécessitent (parfois jusqu'à 60V) et en second lieu, le coût relativement élevé de leur fabrication.

Un exemple d'antenne imprimée utilisant des MEMS est conçu dans [67]. La Figure I. 20 (a) présente l'antenne alimentée par une ligne micro-ruban. La particularité de cette structure est la présence d'un stub coplanaire sur lequel est montée une série de MEMS. Ces MEMS sont ici équivalents à des capacités dont la valeur est modifiée grâce aux tensions qui leur sont appliquées et jouent donc ici le même rôle que des diodes varicap. La fréquence de résonance passe de 16,05 GHz à 15,75 GHz pour une polarisation de tension de 0 à 11,9 V (Figure I. 20 (b)). On peut imaginer ce type d'antenne pour des applications UHF.

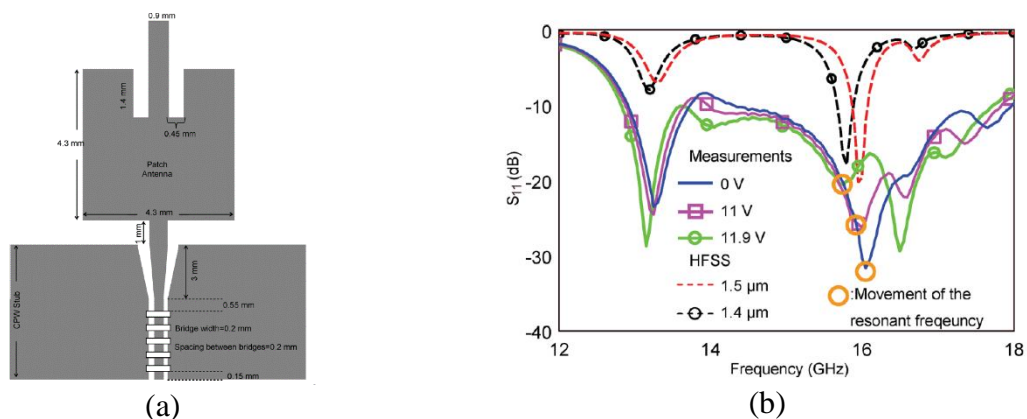


Figure I. 20 : Schématique de l'antenne patch micro ruban reconfigurable (b) Résultats du coefficient de réflexion de l'antenne proposée [67].

3.3.3 Capacités variables

3.3.3.1 Diodes Varicap

Une diode varicap, ou varactor, est une capacité variable dont la valeur dépend de la tension de polarisation appliquée en inverse. La valeur de la capacité C en fonction de la tension inverse v est donnée par l'équation (I. 12) ou C_0 est la capacité pour une tension nulle, φ est le potentiel de la jonction PN (en volts) et gamma est un paramètre caractérisant la jonction PN. La diode varicap peut avoir un temps de commutation d'une dizaine de nanoseconde [69]. Il est à noter que la diode varicap possède une résistance série ESR (Equivalent Series Resistor) qui varie en fonction de la tension appliquée aux bornes de la diode et est typiquement de l'ordre

de 0.5 à 2.5 Ω . L'inconvénient de ces diodes est qu'elles nécessitent parfois une tension assez élevée (plus de 20 V).

$$C(v) = \frac{C_0}{(1 + v/\varphi)^{\gamma}} \quad (\text{I. 11})$$

T. Li et al. présentent dans [69] une antenne fente en boucle opérant dans la bande S. Cette antenne est gravée dans le plan de masse ($60 \times 60 \times 0.787 \text{ mm}^3$) alimentée par une ligne micro-ruban et chargée par deux diodes (**Figure I. 21**). En changeant les valeurs des capacités de 0.2 pF et 1.6 pF par application d'une tension de contrôle entre 1 et 12 volts, l'antenne peut couvrir la bande 1.97 -3.97 GHz avec un gain de 3.5 dBi à 3.7 GHz.

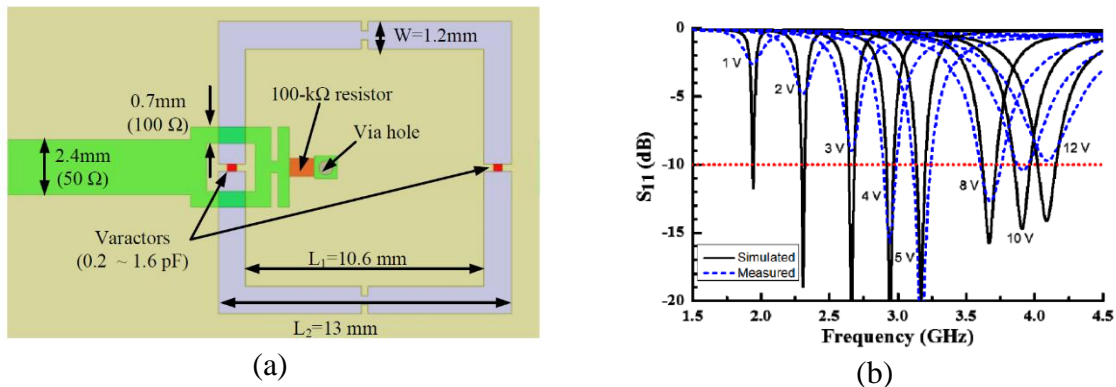


Figure I. 21 : (a) Structure de l'antenne fente proposée et (b) Coefficient de réflexion de l'antenne [69].

3.3.3.2 Capacité MEMS

Les structures des MEMS-RF capacitifs sont généralement constitués d'un réseau de capacités commutées par des micro-commutateurs MEMS [70]. La plage de variation des capacités de ce type de dispositif dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Un exemple de structure de 5 bits, proposé par Goldsmith et Al., est basée sur des MEMS parallèles. La capacité peut varier de 1.5 pF à 33 pF avec un pas de 1.5 pF. Leur facteur de qualité est de 20 à 1 GHz. Ces capacités présentent un temps de commutation de quelques μs (1 à 5 μs).

Un exemple d'une antenne monopole connectée à une capacité MEMS est présente dans la **Figure I. 22** [71]. L'élément rayonnant fait $5 \times 25 \times 6 \text{ mm}^3$ sur un plan de masse de 120 mm x 55 mm, et peut couvrir les fréquences entre 600 MHz et 960 MHz. Les valeurs du MEMS utilisées varient entre 0.1 et 4 pF avec une résolution de 62 fF. Cette antenne couvre les bandes basses du LTE avec une efficacité de rayonnement comprise entre 16% et 31%.

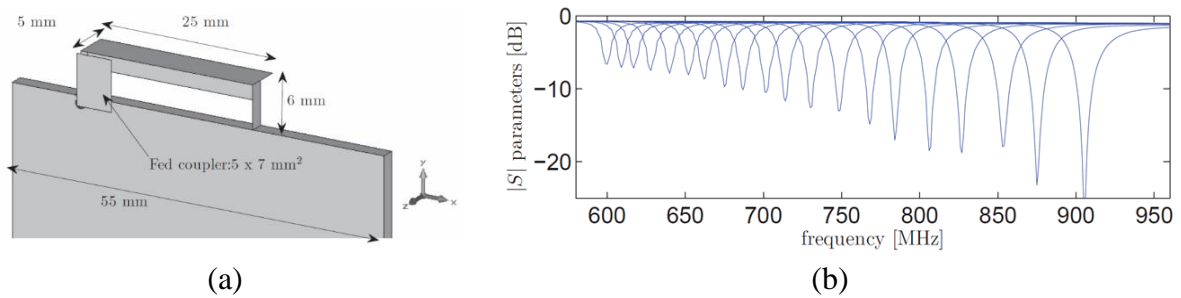


Figure I. 22 : (a) L'antenne reconfigurable proposée dans [71] et (b) Son coefficient de réflexion.

3.3.3.3 Capacité variables BST

Les capacités BST (Barium Strontium Titanate) sont des structures agiles ferroélectriques à permittivité élevée réalisées en Titanate de Baryum-Strontium et contrôlées par une tension de polarisation. Ce matériau a pour particularité une polarisation qui dépend du champ externe qui leur est appliqué et possède donc une permittivité non constante. Les propriétés diélectriques d'une couche mince de ce matériau sont :

- Variation de la permittivité: 4:1
- Constante diélectrique élevée ($\epsilon_r = 350$ à 1 GHz)
- Tangente de pertes < 0.02
- Variété de matériaux de substrat disponibles pour le dépôt.

Les propriétés ci-dessus présentent des avantages pour les capacités à base de BST en termes d'intégrabilité, de densité de capacité, de vitesse de réglage, alors qu'elles présentent généralement un rapport de réglage de capacité modéré sur une tension de commande relativement faible (par exemple 10-20 V). Contrairement aux diodes varicap, les capacités BST n'ont pas de région de conduction directe et supportent donc des oscillations de tension alternative relativement importantes même à de faibles tensions de polarisation. Cela les rend plus utiles pour les applications RF à puissance modérée. Cependant, en raison de la nature non linéaire inhérente de ces diélectriques, la linéarité des capacités BST a toujours été une préoccupation et a posé des défis dans leur application. De plus, actuellement, la reproductibilité des varactors BST demeure toujours un problème.

Dans [72], les auteurs présentent une antenne agile de type fil Plaque Monopolaire intégrant une capacité à base de BST (**Figure I. 23**). L'antenne est bien adaptée en impédance entre 2.4 et 2.49 GHz quand la capacité varie entre 0.4 et 0.49 pF. L'antenne couvre la bande Wi-Fi avec une efficacité de 70%.

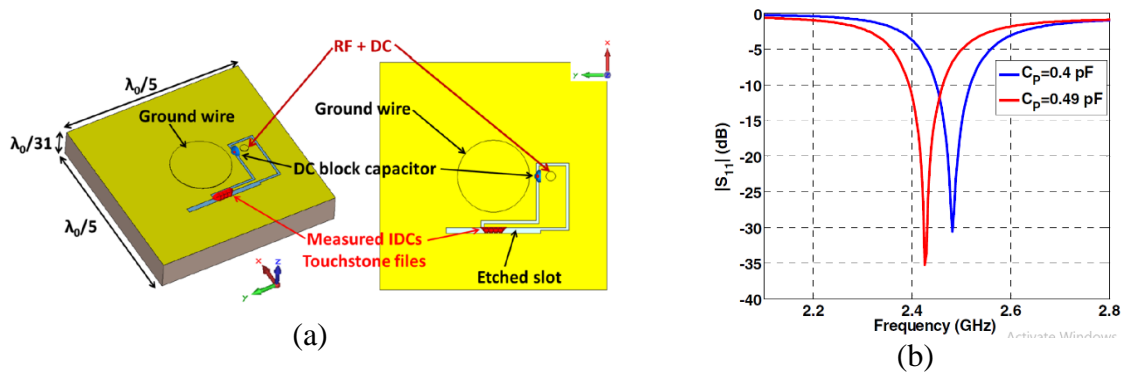


Figure I. 23 : (a) Structure de l'antenne compacte [72], (b) Variation du coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de la capacité BST.

3.3.3.4 Capacités variables SOI

Les capacités variables intégrées sur Silicium sur Isolant (SOI - Silicon On Insulator), appelées DTC (Digitally Tunable Capacitor), sont des bancs de capacités commandées numériquement. Un DTC est formé d'un réseau de capacités en parallèle commutées via des transistors. Le nombre de transistors en série dépend de la tenue en puissance exigée. Un exemple d'une capacité réglable SOI CMOS est étudié dans [73]. La capacité variable est conçue pour varier entre 0.1 et 0.5 pf selon les fréquences minimales et maximales requises pour une antenne reconfigurable. Le DTC à l'avantage d'une faible tension ($V_{DD, \max} = 5$ V), une basse consommation en puissance, de la robustesse, de la linéarité pour une large bande de fréquences et un temps de commutation d'une dizaine de μs [61]. La métrique de performance $R_{on}C_{off}$ pour la technologie UltraCMOS 10 des switches SOI est de 113 fsec. Cependant, selon l'état du DTC, la résistance série peut varier entre 0.5 et 3 Ω .

Dans [74], les auteurs présentent une antenne fente réglée par un DTC SOI CMOS couvrant les bandes de 600 à 900 MHz (**Figure I. 24**). L'antenne fait une longueur de $\lambda_0/18$ à 900MHz et est conçue sur un plan de masse de 103 mm x 50 mm. L'antenne couvre les fréquences de 515 MHz à 900 MHz en variant le DTC entre l'état 0 et 31. Avec cette capacité DTC implémentée, l'antenne atteint un facteur de miniaturisation de 2.6 à 900 MHz et 4.5 à 515 MHz.

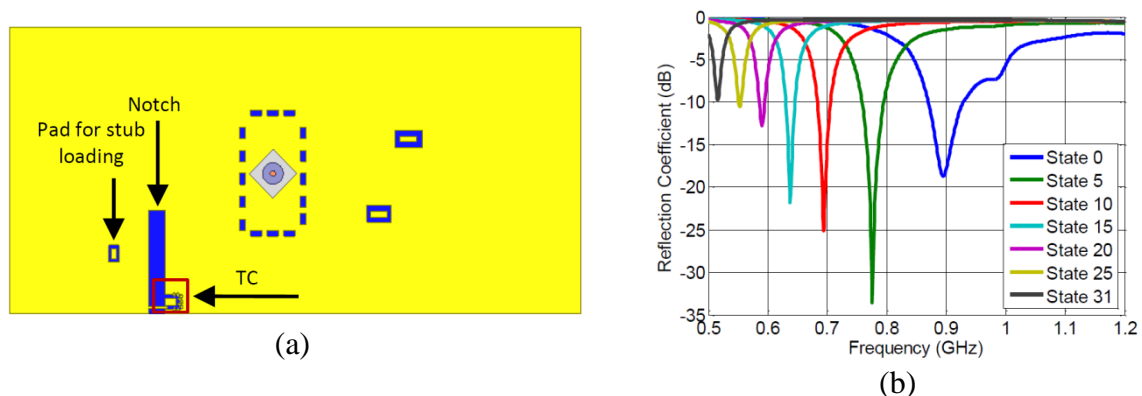


Figure I. 24 : (a) Structure de l'antenne proposée [74] – vue de face et (b) Coefficient de réflexion mesuré pour différents états du DTC.

3.4 Antenne agile via un circuit d'adaptation d'impédance reconfigurable

Historiquement la première stratégie pour obtenir une antenne réglable en fréquence a consisté à reconfigurer le circuit d'adaptation d'impédance d'entrée de l'antenne, d'abord de façon mécanique puis électroniquement. Ceci afin d'optimiser la transmission de puissance entre la sortie de l'émetteur ou l'entrée du récepteur et l'antenne, pour une bande de fréquence donnée. Le circuit d'adaptation étant initialement passif, il est possible d'apporter une reconfigurabilité de l'impédance du bloc antenne-circuit d'adaptation à l'aide de composants variables ou commutateurs placés dans le circuit d'adaptation. Depuis une vingtaine d'années, on rencontre des circuits d'auto-adaptation d'impédance en boucle fermée qui permettent un accord stable dans une bande donnée quelle que soient les variations du contexte de l'antenne, ou des composants [75].

Dans [76], une antenne PIFA a été associée à un circuit d'adaptation composé de 3 diodes varicap A, B et C (**Figure I. 25 (a)**). Ces diodes vont modifier l'impédance de l'antenne et permettre sa reconfiguration fréquentielle. Sans le circuit d'adaptation d'impédance, l'antenne opère à 2,4 GHz. Selon la configuration du circuit d'adaptation (i.e. selon la valeur des diodes varicap), l'impédance de l'antenne est adaptée (par commutation) à des fréquences différentes, le tableau de la **Figure I. 25 (b)** recense ces différentes configurations et les fréquences de travail associées. L'antenne fonctionne par commutation à 900 MHz, 1176 MHz, 1227 MHz, 1575 MHz, 1,8 GHz et 2,4 GHz. La **Figure I. 25 (b)** montre le coefficient de réflexion de l'antenne (en entrée du circuit d'adaptation) pour ces différentes configurations. L'antenne fait 4,96mm x 9,93mm x 23,57mm. A 900 MHz, l'antenne a une taille électrique de $\lambda/67.5 \times \lambda/33.5 \times \lambda/14.1$ avec une bande passante de 175 MHz. Grâce à cette technique, il en résulte une miniaturisation de 62,5 % par rapport à la fréquence initiale.

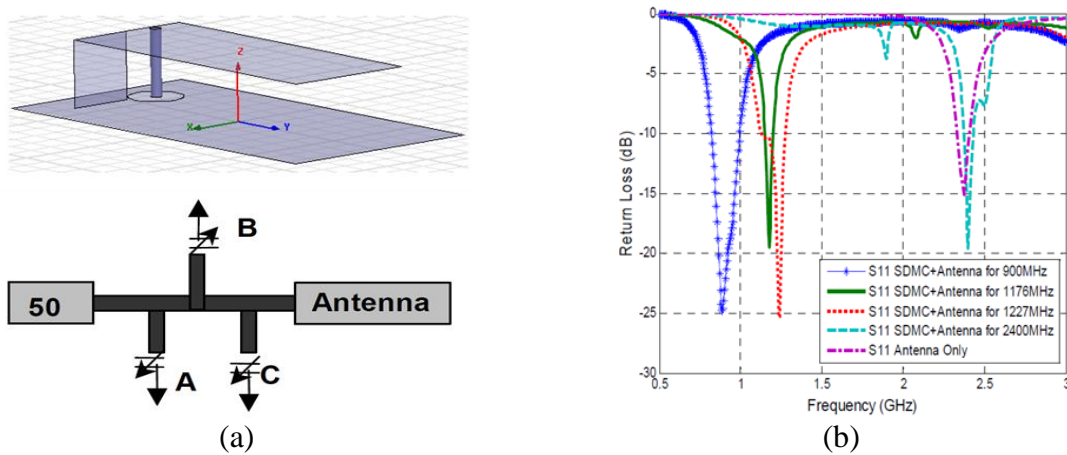


Figure I. 25 : (a) Schéma de l'antenne PIFA opérant à 2.4GHz (en haut) et son circuit reconfigurable d'adaptation d'impédance (en bas) (b) Coefficient de réflexion pour différentes configurations du circuit d'adaptation d'impédance de l'antenne [76].

3.5 Synthèse

Les antennes reconfigurables ont un comportement polyvalent nécessaire dans les systèmes de communication de plus en plus complexes. Une antenne classique offre des

caractéristiques fixes et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été initialement conçue. Au contraire, les caractéristiques d'une antenne reconfigurable peuvent être ajustées pour correspondre à différentes normes de communication évolutives.

Dans cette partie, Les antennes reconfigurable ou agile ont été définies, et l'accent a été mis sur les techniques d'agilité en fréquence. Plusieurs techniques de reconfigurabilité concernant l'ajout d'un composant agile ont été détaillées afin de choisir la meilleure technique qui va nous servir dans notre travail. Le **Tableau I. 6** présente un récapitulatif des différents éléments de réglage détaillées précédemment et montre les avantages et inconvénients de chaque technique.

Tableau I. 6 : Récapitulatif des éléments de réglages fréquentiel

Élément	Avantages	Inconvénients
Diodes PIN	<ul style="list-style-type: none"> - Excursion en fréquence - Temps de commutation de 10 ns - Tension de polarisation peu élevée 	<ul style="list-style-type: none"> - R_{on} élevé
MEMS-RF	<ul style="list-style-type: none"> - Linéarité et faible consommation électrique - Forte isolation - Temps de commutation $< 10\mu s$ 	<ul style="list-style-type: none"> - Commande électronique complexe - Tension de polarisation élevée - Cout de fabrication élevé
Diodes Varicap	<ul style="list-style-type: none"> - Facilité d'intégration dans les structures antennaires - Temps de commutation élevée 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes introduites par L'ESR - Tension de polarisation parfois élevée
DTC	<ul style="list-style-type: none"> - Facilité d'intégration dans les structures antennaires - Excursion en fréquence jusqu'à 60% - Faible tension de polarisation - Linéarité et robustesses 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes introduites par L'ESR - Tenue en puissance

3.5.1 Composant réglable sur l'antenne ou dans le circuit d'adaptation

On distingue deux techniques de reconfigurabilité par ajout de composant : l'ajout du composant réglable dans le circuit d'adaptation d'impédance, et l'ajout du composant sur la structure de l'antenne elle-même. Le premier vise à adapter l'impédance d'entrée de l'antenne sur une bande de fréquence. Le réglage d'impédance améliore le S_{11} et le transfert de puissance entre le RFFE et l'antenne. Mais cela n'améliore pas l'efficacité du rayonnement de l'antenne car la structure de l'antenne n'a pas été modifiée. Par contre, le réglage sur la structure de l'antenne a pour but de décaler la fréquence de résonance de l'antenne elle-même, en mettant en œuvre un composant localisé reconfigurable sur la structure de l'antenne. Ainsi, la performance de l'antenne agile en fréquence est principalement gouvernée par le composant de réglage; son facteur de qualité et sa position sur la structure de l'antenne.

Chaque technique présente ses avantages et ses inconvénients selon le type de l'antenne et le facteur de miniaturisation envisagé. Une comparaison entre les deux techniques sera

présentée dans le **Chapitre III** pour une même antenne afin de montrer dans quelles conditions une technique est préférable à l'autre.

Le recours à l'agilité de fréquence présente surtout des avantages, mais certaines limitations existent selon les technologies utilisées. Le premier inconvénient des antennes reconfigurables est le coût qui est plus élevé que pour les antennes conventionnelles. Le deuxième inconvénient vient de la consommation d'énergie lié au système de commande. Un troisième inconvénient est la possible réduction d'efficacité liée aux pertes introduites par les composants de réglage. Un autre problème est la complexité de conception, notamment du fait du circuit de polarisation qui peut conduire à un dispositif fragile et à un coût supplémentaire. Cette complexité technique, due principalement à l'intégration de composants actifs dans la structure rayonnante ou le circuit d'adaptation, pose des difficultés conceptuelles et de simulation, notamment pour les calculs électromagnétiques.

En effet, la conception des antennes miniatures agiles pour les bande sub-GHz doit intégrer deux étapes principales : La conception de l'antenne seule, et puis de l'antenne et de son composant réglable. Dans [77], un monopole a été d'abord miniaturisé en méandres. Dans une seconde étape, un composant accordable a été introduit sur l'antenne pour la rendre agile sur les bandes basses du LTE. La **Figure I. 26** présente l'étude du comportement de l'antenne en fonction de la résistance série et les différents états de la capacité réglable. Cette étude a été réalisée en utilisant le simulateur CST MWS afin de trouver la position optimale de la capacité réglable. Cependant, l'étude des performances des antennes chargées en fonction des différentes états et positions du composant prend beaucoup de temps.

De plus, la dépendance du facteur de qualité de l'antenne est tracée dans la **Figure I. 27** en fonction du facteur de qualité du composant [78]. Cela montre que le composant réglable introduit peut être un facteur limitant dans la conception d'antennes accordables. Par conséquent, les performances de l'antenne agile en fréquence sont principalement gouvernées par le composant réglables: son facteur de qualité et sa position dans la structure antennaire.

Pour ces raisons, le type, l'excursion en valeurs des capacités et sa position sur la structure de rayonnement doivent être étudié avec attention. Dans la suite, nous présenteront un état de l'art sur la modélisation des antennes et son importance dans la prédiction des performances de l'antenne agile en fonction des caractéristiques du composant actif introduit sur la structure.

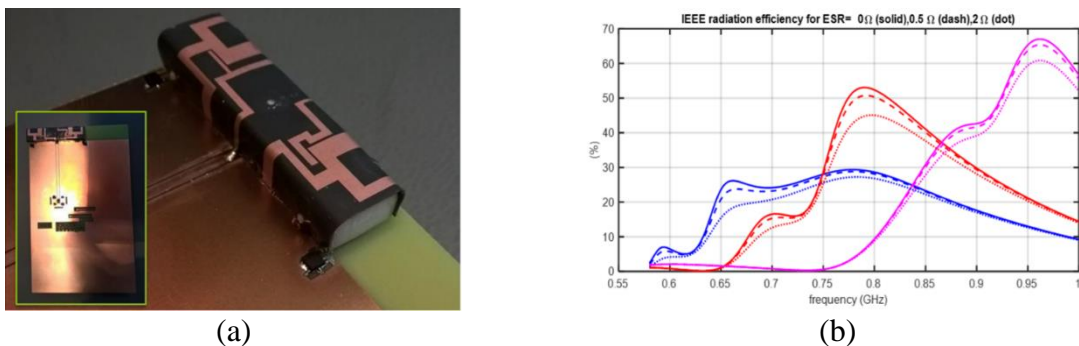


Figure I. 26 : (a) Prototype de l'antenne méandre réalisée [77] (b) Efficacité de rayonnement simulée pour différentes valeurs de ESR du composant réglable : réglages pour 900-960 MHz (bleu), 700-760 MHz (rouge) et 600-660 MHz (magenta) et pour trois valeur de ESR : 0 Ω (solide), 0.5 (tiret), 2 Ω (point).

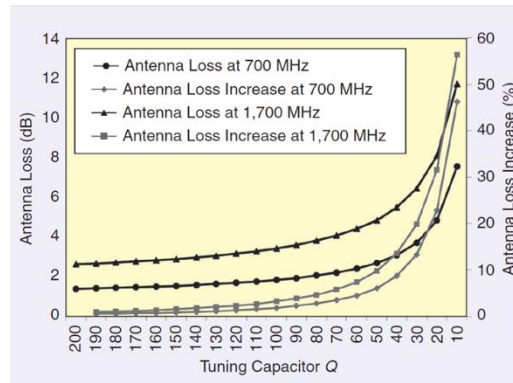


Figure I. 27 : Les pertes dans la structure de l'antenne en fonction du facteur de qualité du composant introduit.

4 Etat de l'art sur la modélisation

Avant d'appliquer toute technique de miniaturisation, l'antenne doit être de préférence déjà compacte pour faciliter sa miniaturisation et son intégration dans le RFFE. L'antenne choisie dans ce travail est une antenne F inversée (IFA) qui représente une variante du monopôle plié (ou antenne micro ruban court-circuité dans sa version planaire volumétrique). En plus de sa conception simple, l'avantage majeur de cette variante est sa dimension réduite qui lui permet d'être aisément placée dans des appareils mobiles et des petits objets connectés.

Comme évoqué dans la section précédente, l'une des techniques de miniaturisation la plus adaptée à l'antenne IFA consiste à raccourcir la longueur électrique de l'antenne en introduisant une charge capacitive ou inductive sur la structure d'antenne. Cependant, cette approche affecte les caractéristiques radiofréquences de l'antenne (impédance à l'entrée de l'antenne, efficacité de rayonnement, ...). L'évolution des caractéristiques de l'antenne sera fonction du type, de la position et de la topologie (série ou parallèle) de l'élément de charge. Afin de pouvoir analyser rapidement le comportement de l'antenne miniature chargée (et éventuellement agile) et prédire le type et la position optimale du composant résultant du meilleur compromis entre les différents critères de performances, cette thèse vise à développer un modèle analytique d'antenne IFA. Un intérêt réside dans la capacité à modéliser les phénomènes physiques et notamment les pertes liées à la miniaturisation de l'antenne.

Récemment, on observe un regain d'intérêts sur la modélisation de l'antenne F inversée, notamment pour ses versions imprimée et planaire. Avant de développer le modèle d'une IFA, plusieurs autres antennes associées à leurs modèles ont d'abord été étudiés. La première de ces antennes était l'antenne micro-ruban rectangulaire. Les références du modèle de ligne de transmission de l'antenne micro-ruban remontent aux années 1970, lorsque le premier modèle a été développé [79]. L'attention s'est toutefois principalement limitée au modèle de ligne de transmission (TL, Transmission Line) proposé par Van de Capelle et Pues [80]. Ce modèle s'est avéré très précis dans la modélisation de l'impédance d'entrée et des pertes de réflexion de l'antenne micro-ruban demi-onde ($\lambda/2$).

Dans [81], le modèle de l'antenne micro ruban de [80] a été modifié pour pouvoir être utilisé pour une IFA planeaire (PIFA) volumétrique. La modification a consisté à ne prendre qu'une seule fente rayonnante et à remplacer l'autre fente par un court-circuit idéal. Le modèle de ligne de transmission pour l'antenne ruban de court-circuit (SCS, Shorted Circuit Strip) a ensuite été développé comme une version modifiée du modèle d'antenne PIFA volumétrique. Le court-circuit idéal de l'antenne PIFA volumétrique a été modélisé comme un circuit LC équivalent. Finalement, le modèle de ligne de transmission d'une IFA imprimée a été développé en se basant sur le modèle d'antenne SCS.

Ces travaux ont été effectués sous l'hypothèse de lignes de transmission à pertes négligeables. Une vérification du modèle est effectuée en comparant les résultats des mesures avec ceux du modèle. Le modèle peut être utilisé pour estimer le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée du PIFA. Les mesures illustrées à la **Figure I. 28** ont été faites pour une antenne d'une longueur totale de $\lambda/5$ à 2,45 GHz. Un bon accord a été trouvé entre les mesures et le modèle de ligne de transmission. Cependant, ce modèle est valide pour une antenne non miniaturisée de taille normale ($L = \lambda/5$, $ka > 0,8$) où l'hypothèse d'une antenne sans pertes peut être valide.

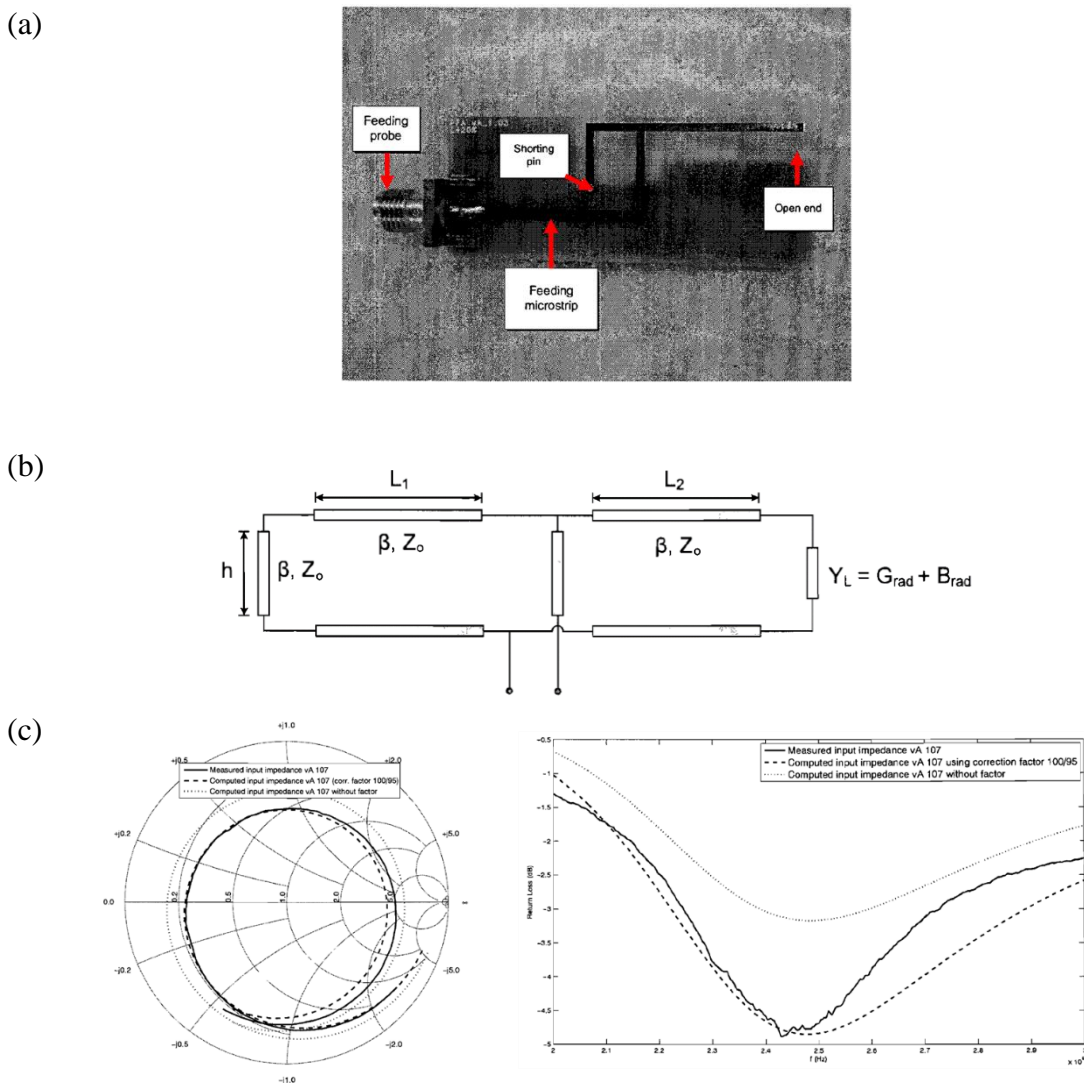


Figure I. 28 : (a) Photographie de l'antenne PIFA – vue de dessus (b) Modèle TL de l'antenne et (c) Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne imprimée.

D'autres travaux ont aussi présenté des modèles TL d'antennes IFA imprimées [82], [83] et [84]. Les modèles présentés ont été simplifiés pour une prédiction rapide et pas très précise, en supposant toujours une structure d'antenne sans perte. Malheureusement, aucune vérification de la validité des modèles développés n'a été présentée dans les articles en comparaison avec des simulations ou des résultats de mesures. En plus, aucun des travaux présentés ne modélise les propriétés de rayonnement de l'antenne qui sont une caractéristique importante pour l'étude des antennes miniatures.

Une approche plus ancienne, qui remonte aux années 1950, a été introduite par King lors de l'étude des antennes de missile [85]. Cette approche traite l'antenne IFA comme une combinaison de deux lignes de transmission bifilaires placées en parallèle (Figure I. 29). L'avantage de cette approche est de calculer les expressions de la distribution du courant, ce qui permet l'estimation du courant et de la tension en tout point de la structure de l'antenne. Cependant, cette approche est purement théorique et n'a jamais été comparée aux simulations. De plus, ce modèle repose également sur l'hypothèse d'une antenne sans pertes.

Le problème est que dans le cas d'une antenne miniaturisée, où les pertes commencent à avoir un impact très important, aucun des modèles présentés auparavant ne serait valide.

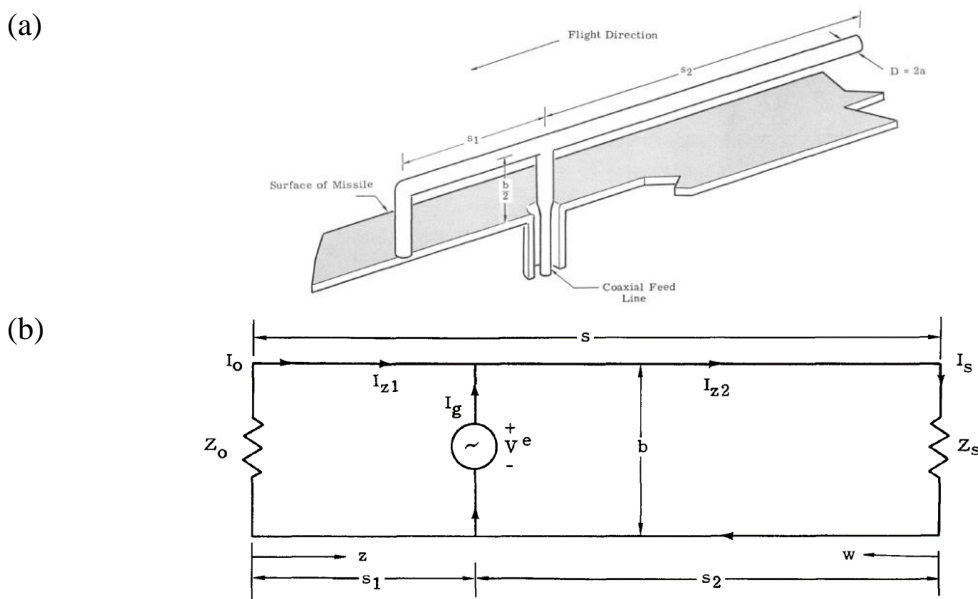


Figure I. 29 : (a) Antenne L inversée court-circuitée (b) Modèle de ligne de transmission de l'antenne terminée par des impédances arbitraires.

Dans l'étude des antennes électriquement petites (taille maximale plus petite que $\lambda/10$), la taille de l'antenne, sa forme et son occupation de la sphère présentent les critères les plus importants. Prenons l'exemple d'une étude réalisée dans [86] où quelques configurations de base d'antennes petites sont présentées, Best compare une antenne hélicoïdale (hélice) sphérique avec une antenne hélicoïdale cylindrique. Les deux antennes sont conçues de façons à résonner à 300 MHz et sont présentées sur la **Figure I. 30**. Les caractéristiques des deux antennes sont présentées sur le **Tableau I. 7**. L'hélice sphérique repliée présente un Q qui est à moins de 1,5 fois la limite fondamentale à une valeur de $kr_{\text{chu}} \approx 0,263$.

L'hélice cylindrique pliée est conçue en se basant sur les mêmes principes que l'hélice sphérique pliée, à l'exception du fait que les conducteurs sont enroulés sur un volume d'un

cylindre imaginaire plutôt que d'une sphère. Dans ce cas, le cylindre l'hélice a la même hauteur totale et le même diamètre que l'hélice sphérique. Le diamètre du conducteur est également le même. Pour maintenir à peu près le même fonctionnement fréquence que l'hélice sphérique pliée, la longueur totale du conducteur dans chaque bras devait être ajusté. Le Q de l'hélice cylindrique est à moins 2.5 fois la limite fondamentale à une valeur de $kr_{chu} \approx 0,373$. Comme l'hélice cylindrique occupe un volume physique plus grand que celui de l'hélice sphérique, on s'attend à ce qu'il ait un Q inférieur. Cependant, puisque l'hélice sphérique occupe moins le volume sphérique défini par la valeur de kr_{chu} (sphère de Chu), son facteur de qualité ne s'approchera pas de la borne inférieure comme le cas de l'hélice sphérique.

En plus, les diagrammes de rayonnement de ces deux antennes, ainsi que d'autre antennes présenté dans l'étude montre que ces antennes petites fonctionnent principalement comme un dipôle électrique.

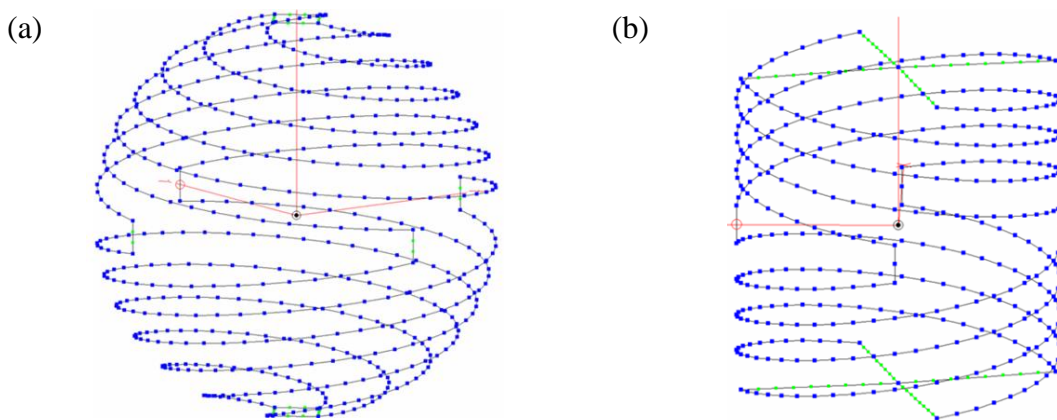


Figure I. 30 : (a) Antenne hélicoïdale sphérique pliée (b) Antenne hélicoïdale cylindrique pliée (modélées avec le logiciel EZNEC) [86].

Tableau I. 7 : Dimensions et propriétés des deux antennes hélicoïdales.

Hélice	hauteur	diamètre	f_{res} (MHz)	kr_{chu}	η_{ray} (%)	Q	$Q_{min,chu}$
Sphérique	8.36cm	8.36cm	299.8	0.263	97.4	84.78	57.39
Cylindrique	8.36cm	8.36cm	301.1	0.373	98.3	53.5	21.35

En effet, les antennes électriquement petites répondant à la définition Wheeler ($kr_{chu} < 0,5$) rayonnent les modes sphériques du premier ordre d'un dipôle hertzien (TM_{01} ou TE_{01}), et ont des rendements et des bandes passantes qui diminuent typiquement avec la taille électrique kr_{chu} [87], [32]. Hansen [26] note que pour des antennes de cette taille, les modes sphériques d'ordre supérieur ($n > 1$) sont évanescents. On dit souvent que les antennes électriquement petites ont le diagramme de rayonnement omnidirectionnel en forme d'un « doughnut » bien connu d'un petit dipôle, ce qui peut également être considéré comme le rayonnement des modes sphériques TE_{01} ou TM_{01} . Une antenne dipôle petite présente une faible résistance de rayonnement [37], c. à d. un rendement et une efficacité faible.

Lorsque la taille d'antenne kr_{chu} diminue, la résistance de rayonnement R_{ray} diminue et la résistance liée aux pertes R_{pertes} domine l'expression de l'efficacité. Cette diminution du d'efficacité est principalement due à la conduction dépendant de la fréquence et aux pertes

diélectriques à l'intérieur de l'antenne [87]. Dans ces travaux, Harrington [28] a quantifié l'efficacité d'une antenne sphérique idéale, montrant que les pertes sont extrêmement importantes pour des valeurs kr_{chu} très petites.

Les limites sur le facteur de qualité, inversement lié à la bande passante, ont été étudiées rigoureusement et rapportées de manière approfondie, mais les enquêtes publiées sur les limites d'efficacité sont beaucoup moins courantes. Pour les antennes miniatures, l'efficacité de rayonnement est un sujet critique, et une analyse rigoureuse du rayonnement est nécessaire pour établir des limites fondamentales sur l'efficacité du rayonnement d'une antenne résonnante et électriquement petite en termes de taille et de conductivité du métal.

Il y a eu quelques tentatives pour établir des limites fondamentales d'efficacité. La caractérisation la plus générale de l'efficacité du rayonnement a été réalisée par Harrington [28], qui a établi des limites fondamentales sur le gain, la bande passante et l'efficacité des antennes de taille arbitraire. Cependant, l'efficacité et la bande passante sont écrites en termes généraux de fonctions de Bessel sphériques, et ne sont pas simplifiées pour le cas des antennes électriquement petites. Une revue de l'analyse effectuée par Harrington a été faite par Pfeiffer [88], en utilisant les modèles de circuit de Chu [27] et Thal [89] auxquels les pertes métalliques sont introduites. Les limites fondamentales de l'efficacité de rayonnement d'antennes électriquement petites ont été dérivées en considérant le rayonnement d'une fine enveloppe métallique, et la limite supérieure de plusieurs antennes résonnantes avec des efficacités de rayonnement maximales a été définie. Cependant, le travail n'a pas été comparé ni à la simulation ni aux mesures et doit encore être généralisé pour les antennes miniature de forme arbitraire. Dans [90], Thal a incorporé l'effet des pertes métalliques dans ces circuits équivalents [89] représentant les modes d'ordres inférieure pour calculer les expressions pratiques pour la borne supérieure de l'efficacité de l'antenne. Il a également étendue sa méthode pour l'analyse des antennes à coque métallique sphérique.

Ces travaux cités présentent une analyse et définition des limites fondamentales en termes d'efficacité maximale qu'une antenne miniature peut atteindre. Cependant un modèle électrique simple prédisant la résistance de rayonnement et l'efficacité de l'antenne est nécessaire afin d'étudier, à l'aide des simulations et des mesures, le vrai comportement électrique et électromagnétique de l'antenne en fonction de sa taille et sa conductivité et montrer la validité des limites fondamentales qu'une telle antenne va y affronter. Avec la prédiction des différents paramètres de l'antenne et sa conformité avec les limites fondamentales, un tel modèle pourrait aider à définir des règles de conception et d'optimisation de l'antenne miniature pour avoir les meilleurs compromis entre la taille de l'antenne et ses différents paramètres. C'est pourquoi le chapitre suivant est consacré au développement d'un modèle complet d'impédance d'entrée et d'efficacité de rayonnement prenant en compte toutes les pertes dans la structure afin de modéliser avec précision les performances d'antennes IFA à pertes non négligées.

Conclusion

Les systèmes IoT se caractérisent par la transmission de faibles quantités de données à bas débits, qui réduisent considérablement les besoins en bande passante et conduisent au

développement de nouvelles modulations à bande ultra-étroite (UNB). En général, une bande passante inférieure à 1 MHz est suffisante pour la plupart des applications. Les bandes sub-GHz telles que la bande LTE 800 et la bande non licenciée 868 MHz sont souvent préférées en raison de leurs caractéristiques de propagation avantageuses. Cependant, bien que ces bandes de fréquence soient moins encombrées que d'autres parties du spectre, des problèmes d'interférence avec d'autres systèmes de communication peuvent survenir. Ces caractéristiques se reflètent dans les propriétés spécifiques que doivent posséder les antennes des appareils IoT, en particulier la miniaturisation. Les antennes miniaturisées permettent une intégration plus facile dans les appareils IoT, qui sont généralement petits et compacts. D'autre part, la miniaturisation contribue à augmenter le facteur de qualité de l'antenne, adaptant ainsi l'antenne aux bandes étroites nécessaires aux systèmes IoT et réduisant les effets d'interférence. Cependant, la diminution conséquente de l'efficacité de l'antenne doit être soigneusement prise en compte. Les limites fondamentales sur les antennes miniatures et les techniques de miniaturisation existant dans la littérature ont été présentées pour illustrer cette problématique.

La stratégie choisie pour s'adapter aux contraintes de miniaturisation et de fonctionnement bande étroite des antennes IoT est de concevoir une antenne agile permettant d'adresser la totalité de la bande d'opération requise par déplacement de la résonance de l'antenne. Grâce aux progrès de l'électronique, les composants reconfigurables apparaissent comme des éléments clés d'innovation. Ils font l'objet d'importantes recherches depuis de nombreuses années et leur performance continue de s'améliorer. Une définition de l'agilité fréquentielle, ainsi qu'une revue des techniques d'agilité existantes ont permis de situer ces solutions à l'aide de différents critères et d'identifier leurs limites.

Pour finir, un état de l'art sur la modélisation d'antennes compactes a été présenté. Sachant que l'impédance (facteur de qualité Q) et l'efficacité sont des éléments clés caractérisant les propriétés des antennes miniatures, il est important d'avoir une bonne compréhension de son comportement en fonction de ses différents paramètres de conception (géométrie, matériaux, composants). En nous concentrant sur les antennes IFA, nous avons décrit les travaux s'intéressant à un modèle analytique estimant le comportement de l'impédance de ce type d'antenne. Pour notre besoin, nous avons identifié le besoin de modéliser plus précisément le comportement électrique de l'antenne (impédance) mais également ses propriétés de rayonnement via son efficacité à rayonner l'énergie électromagnétique en champ lointain. Cette étude constituera le sujet du chapitre suivant.

Références du Chapitre I

- [1] Vasco Pereira, Tiago Sousa, Paulo Mendes, Edmundo Monteiro, "Evaluation of Mobile Communications: From Voice Calls to Ubiquitous Multimedia Group Communications", in Proc. of the 2nd International Working Conference on Performance Modelling and Evaluation of Heterogeneous Networks, HET-NETs'04, Ilkley, West Yorkshire, U.K., July 2004.
- [2] https://www.eyrolles.com/Chapitres/9782212129908/Chap-1_Wolff.pdf
- [3] <https://www.nexcom.fr/levolution-des-reseaux-mobiles-de-la-4g-a-la-5g/>

- [4] <https://www.cengn.ca/timeline-from-1g-to-5g-a-brief-history-on-cell-phones/>
- [5] https://www.krishisanskriti.org/vol_image/23Dec2016091217x%20Mekala%20%20Harinath%20Reddy%20%20%20%20%20%20%20%20%20%20307-310.pdf
- [6] https://fr.wikipedia.org/wiki/Fr%C3%A9quences_de_t%C3%A9l%C3%A9phonie_mobile_en_France
- [7] https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2134-2008-PDF-E.pdf
- [8] Qualcomm, "Leading the LTE IoT evolution to connect the massive internet of things", White paper, July 2017, www.qualcomm.com/media/documents/files/whitepaper-leading-the-lte-iot-evolution-to-connect-the-massive-internet-of-things.pdf
- [9] http://cdn.iotwf.com/resources/106/SPs_in_IoT_-_State_of_the_Industry_2015_12_03.pdf
- [10] 3GPP release 13, available in: www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1628-rel13
- [11] Y. -. E. Wang et al., "A Primer on 3GPP Narrowband Internet of Things," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 3, pp. 117-123, March 2017, doi: 10.1109/MCOM.2017.1600510CM.
- [12] David Maidment, Michal Stala and Mangus Midholt, "LTE Cat-M A Cellular Standard For IoT" [White paper], 2016.
- [13] Sequence communications « Enabling Global Deployment of LTE IoT Devices with SAW-less Radio Design Architecture », white paper, 2017.
- [14] <https://www.skyworksinc.com/en/Products/Front-end-Modules/SKY68018-11>
- [15] www.data-alliance.net/blog/ism-band-of-frequencies-and-allocation/
- [16] ANFR "Tableau National de Répartition des Bandes de Fréquences", avril, 2019.
- [17] Radiometrix, "The Choice of Frequency Band Can Really Make a Difference", July, 2008.
- [18] Kais Mekki, Eddy Bajic, Frederic Chaxel, Fernand Meyer, "A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment", *ICT Express*, Volume 5, Issue 1, 2019, Pages 1-7, ISSN 2405-9595.
- [19] Link Labs, "NB-IoT vs. LoRa vs Sigfox", available in: www.link-labs.com/blog/nb-iot-vs-lora-vs-sigfox
- [20] U. Raza, P. Kulkarni, M. Sooriyabandara, Low Power Wide Area Networks: An Overview, *IEEE J. Commun. Surv. Tuto.* 19 (2) (2017) 855–873.
- [21] <https://www.bluetooth.com/blog/wireless-connectivity-options-for-iot-applications-technology-comparison/>
- [22] Lee, Ming & Chen, Chi-Chih & Volakis, John. (2005). Ultra-wideband antenna miniaturization using distributed lumped element loading. *1B.* 549 - 552 vol. 1B. 10.1109/APS.2005.1551616.
- [23] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," in *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484, Dec. 1947.
- [24] H. Wheeler, "Small antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 4, pp. 462-469, July 1975.
- [25] H. A. Wheeler, "The Radiansphere Around a Small Antenna," in *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 12, pp. 1325-1331, August 1959.

- [26] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170-182, Feb. 1981.
- [27] L. J. Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [28] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64D, January-February 1960, pp.1-12.
- [29] J.S McLean, "A re-examination of the fundamental Limits on the radiation Q of Electrically Small Antennas", *IEEE Trans on antennas and propogation*, Vol 44, N°5, May 1996, pp. 672-676.
- [30] D. Pozar, "New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, March 2009, pp. 1993–1996.
- [31] H. L. Thal, "New Radiation Q Limits for Spherical Wire Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.10, pp.2757-2763, Oct. 2006.
- [32] H. L. Thal, "Q Bounds for Arbitrary Small Antennas: A Circuit Approach," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 7, pp. 3120-3128, July 2012.
- [33] M. Gustafsson, C. Sohl, and G. Kirstensson, "Physical limitations on antennas of arbitrary shape", *Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 463, issue 2086, 2007, pp. 2589-2607.
- [34] A. D. Yaghjian and H. R. Stuart, "Lower Bounds on the Q of Electrically Small Dipole Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.58, no.10, pp.3114-3121, Oct. 2010.
- [35] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-53, April 2005, pp. 1298-1324.
- [36] S. R. Best, "Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2006, pp. 647-650.
- [37] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 2ed ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [38] C. Delaveaud and S. Sufyar, "A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 384-388.
- [39] A. A. Salih and M. S. Sharawi, "Highly miniaturized dual band patch antenna," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, 2016, pp. 1-4.
- [40] H. T. Nguyen, S. Noghianian, and L. Shafai, "Microstrip patch antenna miniaturization by slots loading", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, pp. 215-218.
- [41] R. Azadegan and K. Sarabandi, "A novel approach for miniaturization of slot antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, March 2003.
- [42] "Microstrip Antenna Design Handbook", Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, Artech House, Boston, London.

- [43] T. Taga and K. Tsunekawa, "Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 5, pp. 921-929, Jun 1987.
- [44] M.-C. Huynh et W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-f antenna (pifa) performance," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, Aug. 2003.
- [45] K. L. Lau, S. H. Wong and K. M. Luk, "Wideband Folded Feed L-Slot Folded Patch Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no. , pp. 340-343, 2009.
- [46] A. Latif, R. Hilal and A. A. Ouahman, "Investigation on Folded Patch Antenna for Cellular Applications," *Computers and Communications, 2008. ISCC 2008. IEEE Symposium on, Marrakech, 2008*, pp. 824-830.
- [47] Holub, A.; Polivka, Milan, "A Novel Microstrip Patch Antenna Miniaturization Technique: A Meanderly Folded Shorted-Patch Antenna," *Microwave Techniques, 2008. COMITE 2008. 14th Conference on*, vol., no, pp.1, 4, 23-24 April 2008.
- [48] J. L. Volakis, C. C. Chen, K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturisation Techniques and Applications*, Ed. Mc. Graw Hill.
- [49] Endo, T., Sunahara, Y., Satoh, S. and Katagi, T. (2000), Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas. *Electronics and Communications in Japan*.
- [50] Sharawi, Mohammad & Faouri, Yanal & Sheikh, Sharif Iqbal mitu. (2011). Design of anelectrically small meander antenna for LTE mobile terminals in the 800 MHz band. 213-216. 10.1109/IEEEGCC.2011.5752508.
- [51] C. Lach, L. Rudant, C. Delaveaud and A. Azoulay, "A new miniaturized antenna for ISM 433 MHz frequency band," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, 2010*, pp. 1-5.
- [52] François Sarrazin, Sylvain Pflaum, Christophe Delaveaud. Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniature chargée par une capacité. 20ème Journées Nationales Microondes, May 2017, Saint-Malo, France. hal-01525546.
- [53] C. C. Yu and X. C. Lin, "A Wideband Single Chip Inductor-Loaded CPW-Fed Inductive Slot Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1498-1501, May 2008.
- [54] Y. Hwang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, and T. K. C. Lo, "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 20, pp. 1710 – 1712, Sep. 1995.
- [55] K. Han et al., "Magneto-Dielectric Nanocomposite for Antenna Miniaturization and SAR Reduction," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, no. , pp. 72-75, 2016.
- [56] Y. Dong and T. Itoh, "Metamaterial-Based Antennas," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2271-2285, July 2012.
- [57] <https://www.psemi.com/newsroom/press-releases/928907-peregrine-introduces-ultracmos-10-technology-and-advances-the-future-of-rf-design-with-a-comprehensive-soi-solution>

- [58] S. C. Del Barrio, M. Pelosi, G. F. Pedersen, "On the efficiency of frequency reconfigurable high-Q antennas for 4G standards," in *Electronics Letters*, vol.48, no.16, pp.982-983, August 2 2012.
- [59] G. Yang, H. Wang, and L. Yang, "Tunable antenna introductions, challenges and opportunities,". 2201-2204, 2014.
- [60] Skyworks « Why Vpeak is The Most Critical Aperature Tuner Parameter », white paper, july 2018.
- [61] <https://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>
- [62] L. Rudant and C. Delaveaud, "Investigation of lumped loading technique for printed antenna miniaturization," *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Karlsruhe, 2013, pp. 253-256, doi: 10.1109/IWAT.2013.6518343.
- [63] Langer, J.-C.; Zou, J.; Liu, C.; Bernhard, J.T., "Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.13, no.3, pp.120,122, March 2003.
- [64] A. M. Castro-Vilaro, R. A. R. Solis, "Tunable folded-slot antenna with thin film ferroelectric material," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.2, no., pp.549,552 vol.2, 22-27 June 2003.
- [65] Amine Mennai. Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM). Electronique. Université de Limoges, 2016. Français.
- [66] Lee, Sungwoo & Sung, Youngje & Park, J.Y. & Lee, S.J. & Hur, B.J.. (2013). Frequency reconfigurable antenna using a PIN diode for mobile handset application. 2053-2054.
- [67] Erdil, E.; Topalli, K.; Unlu, M.; Civi, O.A.; Akin, T.; "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.4, pp.1193-1196, April 2007.
- [68] <https://menlomicro.com/products/rf>
- [69] T. Li, M. Shirazi and X. Gong, "S-band continuously-tunable slot-ring antennas for reconfigurable antenna array applications," *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, 2016, pp. 18-19.
- [70] P. Gammel, G. Fischer and J. Bouchaud, "RF MEMS and NEMS technology, devices, and applications," in *Bell Labs Technical Journal*, vol. 10, no. 3, pp. 29-59, Fall 2005, doi: 10.1002/bltj.20103.
- [71] S. Caporal Del Barrio, A. Morris and G. F. Pedersen, "MEMS tunable antennas: Reaching for the 600 MHz-bands," *Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2014 IEEE-APS Topical Conference on*, Palm Beach, 2014, pp. 589-592.
- [72] M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monediere, V. Madrangeas, P. Dutheil, C. Champeaux, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, L. Nedelcu, L. Trupina, G. Banciu, M. Cernea, "BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna," *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, 2016, pp. 44-47.

- [73] D. Nicolas et al., "SOI CMOS tunable capacitors for RF antenna aperture tuning," 2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Marseille, 2014, pp. 383-386, doi: 10.1109/ICECS.2014.7050002.
- [74] E. Ben Abdallah, D. Nicolas, S. Bories, A. Giry and C. Delaveaud, "A tunable miniaturized notch antenna for low-band LTE applications," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481655.
- [75] J.R. Moritz and Y. Sun, "Frequency Agile Antenna Tuning and matching", HF Radio Systems and Techniques, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 474), 2000, pp. 169-174.
- [76] Fankem, B.K.; Melde, K.L.; Zhen Zhou; , "Frequency reconfigurable planar inverted F antenna (PIFA) with software-defined match control," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE , vol., no., pp.81-84, 9-15 June 2007.
- [77] Bories, S., Sarrazin, F., & Giry, A. (2018). Frequency reconfigurable dual narrow band antenna matched on the low band LTE FDD physical layer. In Eucap 2018 Proc. London, UK.
- [78] P. Bahramzy, O. Jagielski, S. Svendsen, P. Olesen and G. F. Pedersen, "Aspects of High-Q Tunable Antennas and Their Deployment for 4G Mobile Communications", in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 58, no. 4, pp. 70-81, Aug. 2016.
- [79] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, January 1974, doi: 10.1109/TAP.1974.1140723.
- [80] H. Pues, Hugo & A. R. Capelle, (1985). Accurate Transmission-Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna. *Microwaves, Optics and Antennas*, IEE Proceedings H. 131. 334 - 340. 10.1049/ip-h-1:19840071.
- [81] R. C. A. West, « A transmission-line model for the Planar Inverted F-Antenna », 28 Feb 2009, Student thesis: Master.
- [82] L. Loizou, J. Buckley, B. O'Flynn, J. Barton and C. O'Mathuna, "A transmission line model for the capacitively loaded inverted-F antenna (CLIFA)," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 1387-1390, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902037.
- [83] M. Gallo, O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta and M. Bozzetti, "Design of an inverted F antenna by using a transmission line model," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, Italy, 2011, pp. 635-638.
- [84] L. Loizou, J. Buckley, B. O'Flynn, J. Barton and C. O'Mathuna, "A transmission line model for the capacitively loaded inverted-F antenna (CLIFA)," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 1387-1390, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902037.
- [85] Ronold King, C. Harrison and D. Denton, "Transmission-line missile antennas," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 8, no. 1, pp. 88-90, January 1960, doi: 10.1109/TAP.1960.1144802.
- [86] Steven R. Best, « A STUDY OF THE PERFORMANCE PROPERTIES OF SMALL ANTENNAS », 2007.

- [87] Volakis, John Leonidas, Chi-Chih Chen, and K. Fujimoto, « Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications ». New York: McGraw-Hill, 2010.
- [88] C. Pfeiffer, « Fundamental Efficiency Limits for Small Metallic Antennas, » in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 4, pp. 1642-1650, April 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2670532.
- [89] H. L. Thal, Jr., « Exact circuit analysis of spherical waves, » IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 26, no. 2, pp. 282–287, Mar. 1978
- [90] H. L. Thal, « Radiation Efficiency Limits for Elementary Antenna Shapes, » in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 5, pp. 2179-2187, May 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2809507.

Chapitre II : Étude et modélisation d'une antenne IFA filaire non chargée

Sommaire

Introduction	61
1 Paramètres décrivant les performances d'une antenne.....	61
1.1 Impédance d'entrée	62
1.2 Résistance de rayonnement	62
1.3 Efficacité de rayonnement	63
1.4 Distribution du courant sur la structure d'antenne.....	63
1.5 Bande passante et facteur de qualité	63
2 L'antenne F inversée	64
3 Modèle électrique de l'antenne	65
3.1 Modélisation de la capacité de l'extrémité ouverte	67
3.2 Modélisation de l'inductance de l'extrémité en court-circuit	68
3.3 Impédance d'entrée d'une IFA avec modélisation des non idéalités des extrémités CO et CC	70
3.4 Modélisation des effets de bout de lignes	71
3.5 Effet de couplage : introduction d'une inductance mutuelle	78
3.6 Les pertes de rayonnement.....	78
3.7 Domaine de validité de l'antenne.....	84
4 Modèle électromagnétique de l'antenne IFA	85
4.1 Les résistances de pertes ohmiques.....	86
4.2 La résistance de rayonnement	86
5 Réalisation et mesure des prototypes	91
5.1 Impédance d'entrée	91
5.2 Gain et efficacité	94
Conclusion.....	96
Références du Chapitre II.....	97

Introduction

Ce chapitre présente le développement d'un modèle analytique comportemental hybride c'est-à-dire à la fois électrique car basé sur la méthode des lignes de transmissions et électromagnétique basé sur un calcul du vecteur potentiel pour une antenne IFA (Inverted F Antenna). Ce modèle est utile pour investiguer en profondeur l'impact des techniques de miniaturisation sur les propriétés de l'antenne et notamment les interactions entre l'antenne et son (ses) composant(s) de charge reconfigurable(s) utilisé(s) pour réduire ses dimensions et piloter sa bande de fréquence de fonctionnement. Préalablement, un rappel des caractéristiques essentielles décrivant les performances d'une antenne miniature sera présenté dans le premier paragraphe. Puis la description de l'antenne F inversée est introduite dans le paragraphe qui suit. Ensuite, la modélisation mathématique des caractéristiques de l'antenne IFA à brin de section cylindrique sera détaillée dans le troisième paragraphe. L'étude de la validité du modèle est présentée dans le même paragraphe. Le dernier paragraphe présente les prototypes réalisés et mesurés en impédance et en efficacité de rayonnement pour confrontation avec le modèle.

Dans cette étude, les différents phénomènes physiques impactant les propriétés de l'antenne seront pris en compte : on identifie par exemple les phénomènes de pertes ainsi que les effets de couplage dans la structure.

Par la suite, toutes les expressions mathématiques utilisées pour les modèles d'IFA sont validées en les comparant à des simulations fullwave réalisées sous le logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology) dans sa version 2018. Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integration Technique FIT) [1]. Cette méthode consiste à discrétiser spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est volumique (cartésien) où chaque cellule du maillage possède une forme cubique. Les simulations sont faites avec le solveur temporel (TD solver) du logiciel.

Les expressions des paramètres d'une ligne de transmission utilisées dans ce chapitre sont données dans l'**Annexe A**.

1 Paramètres décrivant les performances d'une antenne

Nous allons définir dans ce paragraphe les paramètres nécessaires à la description des antennes et l'analyse des phénomènes physiques expliquant le comportement de l'antenne miniature. La **Figure II. 1** présente un schéma positionnant les paramètres importants d'une antenne comme l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement, le gain ... En tant que "élément de transition" entre une onde guidée et un champ rayonné, une antenne peut être décrite par des paramètres circuit liés à son comportement de dipôle (impédance d'entrée, coefficient de réflexion, facteur de qualité...). A l'autre extrémité on trouve les métriques décrivant le rayonnement en champ lointain. Entre les deux, on trouve les paramètres liés à la structure elle-même (ex. la distribution de courant). A noter que la résistance de rayonnement

est considérée comme un paramètre circuit puisqu'elle caractérise le rapport entre la puissance acceptée et rayonnée du circuit électrique de l'antenne.

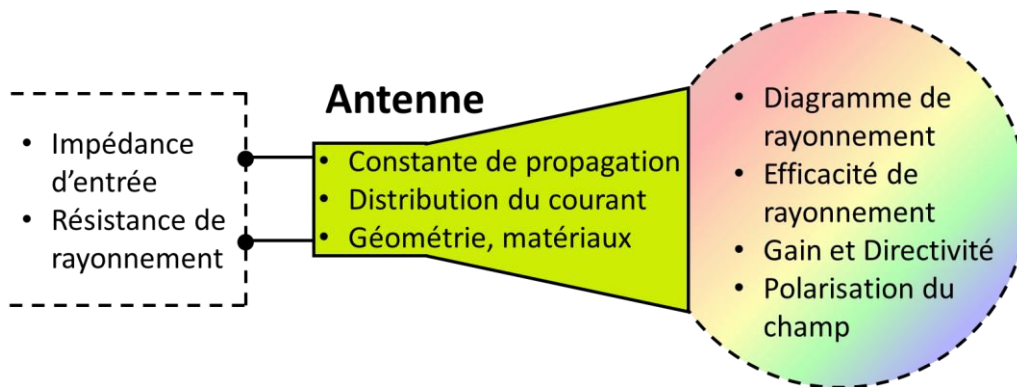


Figure II. 1 : Paramètres décrivant une antenne.

1.1 Impédance d'entrée

De point de vue électrique, l'antenne est représentée par une impédance complexe fournie par le rapport tension-courant dans un plan de référence défini [2] :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{II. 1})$$

Bien que scalaire, l'impédance d'entrée résulte d'une fonction complexe et ce, même pour les structures les plus simples [3]. Comme toute impédance, celle de l'antenne comprend une partie réelle R_a (résistive) reliée à la quantité d'énergie rayonnée et aux pertes, et imaginaire X_a (réactive) qui est due aux échanges entre l'énergie magnétique et électrique dans la zone de champs réactifs [3].

1.2 Résistance de rayonnement

Pour les antennes, la puissance totale émise (rayonnée en champ lointain) P_{ray} est reliée à l'amplitude maximale (crête) du courant I_0 mesuré dans le plan d'entrée de l'antenne via la résistance de rayonnement R_{ray} par la formule suivante :

$$P_{ray} = \frac{1}{2} R_{ray} I_0^2 \quad (\text{II. 2})$$

On précise que cette dernière n'est pas une résistance dissipative réelle dans le circuit. Cependant, en contribuant à la dissipation de l'énergie hors de l'antenne (rayonnement), cette résistance est incluse dans la partie réelle de l'impédance de l'antenne.

$$R_a = R_{ray} + R_{pertes} \quad (\text{II. 3})$$

Où R_{pertes} inclut les pertes ohmiques et les pertes diélectriques.

Les antennes électriquement petites peuvent avoir des pertes ohmiques importantes. Une faible valeur de résistance de rayonnement indique qu'une petite partie de la puissance fournie à l'antenne est rayonnée.

1.3 Efficacité de rayonnement

Comme dans tous circuits à pertes, une fraction plus ou moins significative de la puissance fournie se retrouve à la sortie. Dans le cas d'une antenne, la sortie représente l'émission ; les pertes sont liées à la résistance de pertes. Plus faible est la résistance de perte ; meilleure est l'efficacité. L'efficacité de rayonnement d'une antenne ou l'efficacité intrinsèque notée η_{IEEE} , est définie par le rapport de la puissance rayonnée P_{ray} sur la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} .

$$\eta_{IEEE} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} ; P_{acc} = P_{ray} + P_{pertes} \quad (\text{II. 4})$$

1.4 Distribution du courant sur la structure d'antenne

Tous les paramètres définis précédemment ne peuvent pas être calculés sans connaître la distribution du courant à chaque point de la structure de l'antenne.

Pour modéliser analytiquement le comportement d'une antenne, on peut avoir recours à la théorie des lignes de transmission [4], [5] où l'antenne est assimilée à une telle ligne. L'impédance d'entrée de cette ligne est calculée à partir de l'expression de la constante de propagation et l'impédance caractéristique de la ligne, qui sont-elles mêmes calculées à partir du rapport tension courant en chaque point de la ligne. D'autre part, l'expression du courant sur la structure est utile à l'évaluation d'autres grandeurs nécessaires à la caractérisation du comportement de l'antenne comme la puissance dissipée dans la structure (dans les lignes de transmission mais également dans le composant de charge) ainsi que la puissance totale rayonnée.

1.5 Bande passante et facteur de qualité

Comme déjà présenté dans le **Chapitre I**, la bande passante d'une antenne compacte est reliée à la taille de l'antenne et à son efficacité [6], [7]. De ce fait, la connaissance et le calcul de la bande passante d'une antenne est important surtout pour une antenne miniature très sélective (bande étroite). La relation entre le facteur de qualité et la bande passante a déjà été détaillée dans le **Chapitre I** en se référant aux travaux de [7]. Le facteur de qualité est un indicateur plus pratique que la bande passante car il ne nécessite pas une condition d'adaptation d'impédance pour son estimation.

2 L'antenne F inversée

Le choix de l'antenne s'est porté sur une antenne miniature de faible épaisseur appelée antenne F inversée (IFA, Inverted F Antenna). Ce type d'antenne présente de nombreux avantages pour l'intégration dans les objets compacts à faible couts : réglage simple, nombreuses techniques de miniaturisation, technologie de fabrication multiples et peu onéreuse.

L'antenne IFA appartient à une classe d'antennes filaires coudées à profil bas (faible hauteur par rapport à la longueur d'onde). Cette antenne, proposée pour la première fois dans les années 50 par le groupe de Harvard dirigé par Ronald W. P. King, était initialement destinée à être utilisée comme antenne de télémétrie sur des missiles [8]. L'antenne IFA est vue comme une évolution du monopole quart d'onde. Dans cette antenne, le monopole est replié parallèlement au plan de masse. L'alimentation est connectée à un point intermédiaire sur la longueur de l'antenne au lieu de la base qui est connectée directement au plan de masse (base court-circuitée) [9]. Cette conception présente deux avantages par rapport à un monopole simple : l'antenne est plus courte et plus compacte, et l'impédance d'entrée de l'antenne dépend de la distance entre l'alimentation et l'extrémité mise à la masse c.à.d. que l'adaptation d'impédance peut être contrôlée par le concepteur sans avoir besoin d'ajouter des composants d'accord.

La **Figure II. 2 (a)** montre une antenne IFA utilisant des conducteurs filaires de diamètre a et de longueur maximale L placée horizontalement à une hauteur h au-dessus du plan de masse. Le brin est court-circuité au plan de masse à une extrémité et est alimenté à la distance L_I du court-circuit. La longueur L de l'IFA est généralement choisie pour être proche d'un quart de longueur d'onde ($L+h = \lambda/4$), tandis que la hauteur est une petite fraction d'une longueur d'onde (typiquement inférieure à $\lambda/10$). D'après la théorie des images électriques [10], l'équivalence de cette antenne sur un plan de masse supposé infini est présentée sur la **Figure II. 2 (b)**.

Conçue pour la première fois comme une antenne filaire, l'utilisation la plus répandue est sous sa forme imprimée sur substrat diélectrique notamment dans les appareils mobiles sans fil pour ses propriétés d'économie d'espace. Des exemples d'IFA imprimées, où l'IFA est coplanaire avec le plan de masse, se trouvent dans [12], [13].

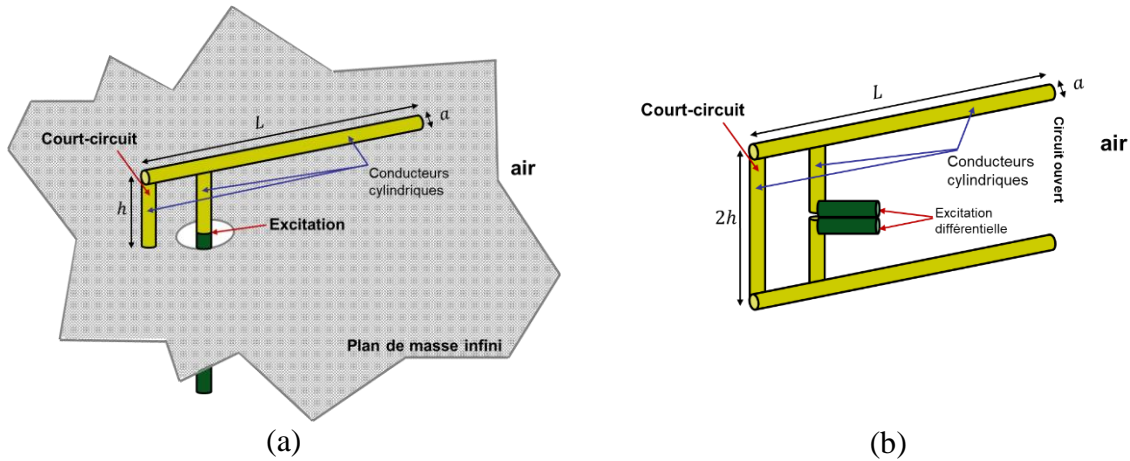


Figure II. 2 : (a) Antenne IFA filaire sur un plan de masse infini (b) Antenne équivalente avec son image électrique.

3 Modèle électrique de l'antenne

La résistance de rayonnement et l'impédance d'entrée d'une IFA filaire peuvent être estimées en modélisant l'antenne comme deux lignes de transmission filaires placées en parallèle, une terminée par un court-circuit et l'autre par un circuit ouvert. Le modèle circuit simplifié de l'antenne est montré sur la **Figure II. 3**, dans sa version différentielle. Ce modèle permet la modélisation d'un cas plus général où les extrémités de court-circuit et de circuit ouvert de l'IFA sont respectivement remplacées par deux impédances de charge arbitraires (et complexes) : Z_1 (à $z = 0$) et Z_2 (à $w = 0$).

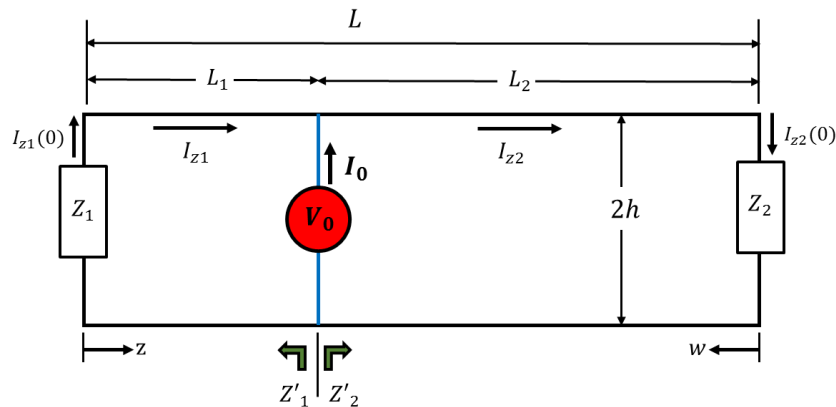


Figure II. 3 : Circuit équivalent simplifié et généralisé d'une antenne IFA [9].

Considérons que cette ligne de transmission est alimentée pas une source de tension V_0 qui fournit un courant I_0 , se décomposant en un courant I_{z1} circulant dans la branche terminée par la charge Z_1 (à gauche du générateur) et le courant I_{z2} vers la charge Z_2 (à droite du générateur), alors nous pouvons écrire les expressions suivantes, d'après la théorie des lignes de transmission, [9] et la convention de représentation de la **Figure II. 3**:

$$I_{z1}(z) = -I_0 \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) \sinh(\gamma z + \theta_1)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } 0 \leq z \leq L_1 \quad (\text{II. 5 (a)})$$

$$I_{z2}(w) = I_0 \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) \sinh(\gamma w + \theta_2)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } 0 \leq w \leq L_2 \quad (\text{II. 5 (b)})$$

Où

$$\theta_1 = \rho_1 + j\varphi_1 = \coth^{-1}\left(\frac{Z_1}{Z_{ch}}\right) \quad (\text{II. 6 (a)})$$

$$\theta_2 = \rho_2 + j\varphi_2 = \coth^{-1}\left(\frac{Z_2}{Z_{ch}}\right) \quad (\text{II. 6 (b)})$$

θ_1 et θ_2 sont définies comme les fonctions de terminaison [4]. Z_{ch} est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission bifilaire définie dans l'**Annexe A**. De même, $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constante de propagation complexe où α est la constante d'atténuation et β le nombre d'onde guidée; ceci implique l'emploi de fonctions trigonométriques hyperboliques.

Dans les équations des courants, $I_{z1}(z=0)$ et $I_{z2}(w=0)$ représentent les courants traversant les impédances de charge Z_1 et Z_2 respectivement.

L'impédance d'entrée Z_{in} du circuit vue par le générateur est l'impédance résultante de la mise en parallèle des impédances de charges « ramenées » à travers la ligne bifilaire. Elle s'exprime selon les équations (II. 7) et (II. 8).

$$Z_{in} = \frac{Z'_1 Z'_2}{Z'_1 + Z'_2} \quad (\text{II.7})$$

Avec,

$$Z'_1 = Z_{ch} \frac{Z_1 + Z_{ch} \tanh(\gamma L_1)}{Z_{ch} + Z_1 \tanh(\gamma L_1)} \quad (\text{II.8 (a)})$$

$$Z'_2 = Z_{ch} \frac{Z_2 + Z_{ch} \tanh(\gamma L_2)}{Z_{ch} + Z_2 \tanh(\gamma L_2)} \quad (\text{II.8 (b)})$$

Dans la littérature [8], [9], l'impédance de l'antenne IFA est calculée en supposant que les pertes dans les lignes sont négligeables ($\alpha = 0$) et que les extrémités sont purement réactives ($\rho_1 = 0, \rho_2 = 0$). Soit $X_1 = Z_1$ ($\rho_1 = 0$) et $X_2 = Z_2$ ($\rho_2 = 0$) les parties imaginaires des impédances des extrémités Z_1 et Z_2 (supposées être purement réactives). Ceci donne,

$$Z_{in} = jX_{in} = j \frac{X'_1 X'_2}{X'_1 + X'_2} \quad (\text{II. 9})$$

Où

$$X'_1 = Z_{ch} \frac{X_1 + Z_{ch} \tan(\beta L_1)}{Z_{ch} - X_1 \tan(\beta L_1)} \quad (\text{II. 10 (a)})$$

$$Z_2' = Z_{ch} \frac{X_2 + Z_{ch} \tan(\beta L_2)}{Z_{ch} - X_2 \tan(\beta L_2)} \quad (\text{II. 10 (b)})$$

Ces hypothèses ne sont plus valides pour les antennes miniatures où les pertes ohmiques et diélectriques de la ligne de transmission, mais également la partie résistive des composants de charges sont à considérer.

Afin de calculer l'impédance d'entrée d'une IFA miniature, la première étape consiste à calculer les impédances Z_1' et Z_2' . Pour ce faire, nous allons présenter les expressions des impédances de charge à l'extrémité Z_1 et Z_2 pour l'antenne IFA.

3.1 Modélisation de la capacité de l'extrémité ouverte

Le modèle d'une ligne de transmission ouverte est présenté sur la **Figure II. 4**. En pratique, le circuit ouvert à l'extrémité de la ligne n'est pas un circuit ouvert idéal (c'est-à-dire que Z_{co} n'est pas infini) L'impédance $Z_{in,co}$ vue à l'entrée de la ligne ouverte comprend alors une contribution de l'effet de bout créé par l'extrémité ouverte dans l'air. Cet effet est équivalent à une capacité donnée par la formule (II. 11) [4], [13]. Soit r le rayon des conducteurs cylindriques ($r = a/2$), la capacité équivalente du circuit ouvert est donnée par :

$$C_{co} = \varepsilon_0 \pi \left[\frac{2h - r}{2 \ln \left(\left(\frac{2h}{r} \right)^2 \right)} \right] \quad (\text{II. 11})$$

D'où l'expression de l'impédance du court-circuit à l'extrémité,

$$Z_{co} = Z_{air} - \frac{j}{C_{co} \omega} \quad (\text{II. 12})$$

Où $Z_{air} = 120\pi$ l'impédance de l'air, et ω la pulsation ($\omega = 2\pi f$). Par la suite, l'impédance $Z_{in,co}$ est calculée selon l'équation (II. 8 (b)).

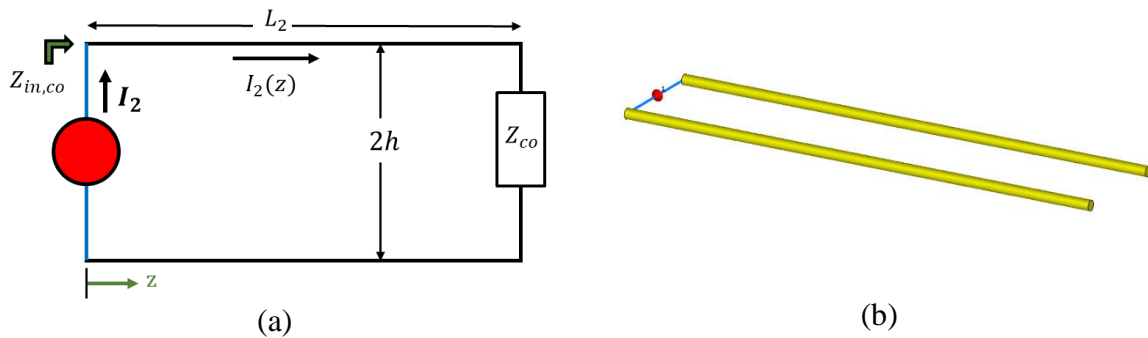


Figure II. 4 : (a) Modèle électrique d'une ligne terminée par un circuit ouvert (b) Géométrie de la ligne ouverte simulée sous MWS.

Afin de vérifier le calcul d'impédance pour le cas d'une ligne ouverte, une ligne de transmission de longueur L_2 ouverte à son extrémité est simulée sous MWS pour différentes hauteurs h et diamètres a de conducteurs cylindriques. La longueur de la ligne est choisie longue ($L_2 = 3\lambda_c$ à $f_c = 800$ MHz) afin d'éviter toute effet entre le port discret d'excitation et la charge à l'extrémité. La partie réelle de l'impédance d'entrée est tracée sur la **Figure II. 5**. A noter que pour certains cas d'étude de validité des modèles, seule la partie réelle de l'impédance est tracée. Dans ces cas, la partie imaginaire n'apporte pas d'information complémentaire sur le comportement de ces modèles (erreur en amplitude et fréquence de résonance).

La **Figure II. 5** montre une erreur en fréquence de résonance (sur la partie réelle de l'impédance ramenée) de moins de 0.7 % pour toutes les géométries simulées, ainsi qu'une erreur de moins de 0.5 % pour le cas des antennes miniatures à petite hauteur ($h < 7$ mm et $a < 2$ mm). Cette erreur en fréquence vient du fait que la ligne de transmission n'est pas infiniment longue par rapport à la longueur d'onde qui n'empêche pas l'existence d'effets aux extrémités, des effets sur la ligne elle-même venant de la discontinuité elle-même. L'erreur en amplitude pourrait être expliquée par le pas de fréquence choisi ou par l'effet d'un faible rayonnement de la ligne de transmission qui n'est pas pris en compte dans le modèle de la ligne. Ce point sera abordé plus tard.

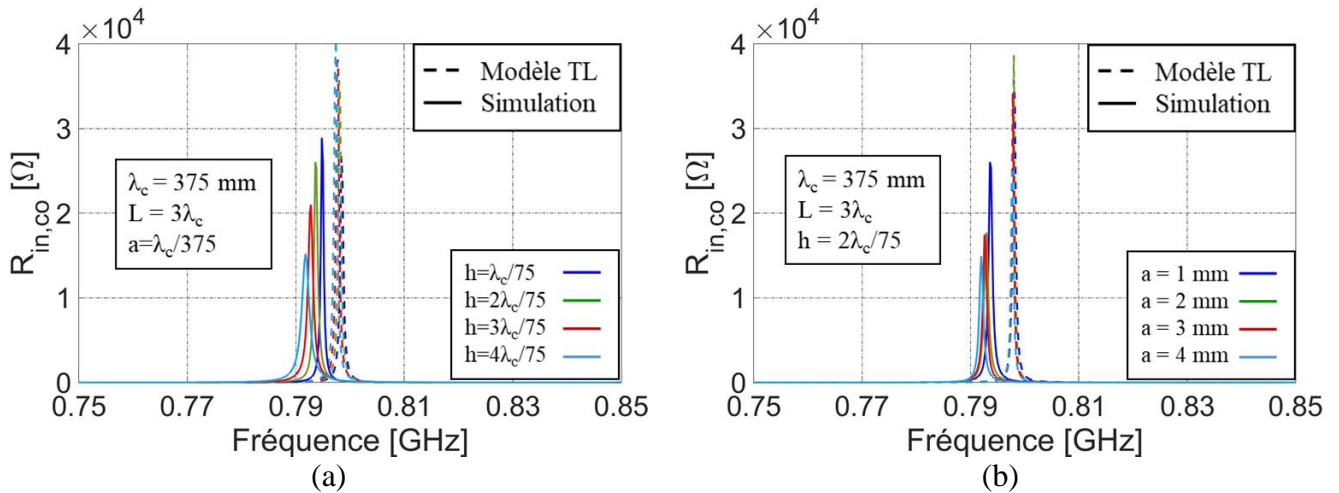


Figure II. 5 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour (a) Différentes valeurs de h et (b) Différentes valeurs de a .

3.2 Modélisation de l'inductance de l'extrémité en court-circuit

L'étude et la comparaison entre plusieurs expressions de l'inductance d'un fil conducteur trouvées dans la littérature [4], [14]-[17] est détaillée dans l'**Annexe B**. L'expression utilisée dans ce travail est celle de [4]. L'expression de l'impédance du fil de court-circuit est donnée par,

$$Z_{cc} = 2hr^i + jL_{cc} \quad (\text{II. 13})$$

$$r_{cc} = \frac{\mu_0 h}{\pi} \left[\sinh^{-1} \left(\frac{2h}{r} \right) + \frac{r}{2h} - \sqrt{1 + \left(\frac{r}{2h} \right)^2} \right] \quad (\text{II. 14})$$

Où r^i est la résistance par unité de longueur d'un conducteur filaire (voir **Annexe A**). La **Figure II. 6** montre un modèle électrique simplifié d'une ligne de transmission de longueur L_l court-circuitée à son extrémité.

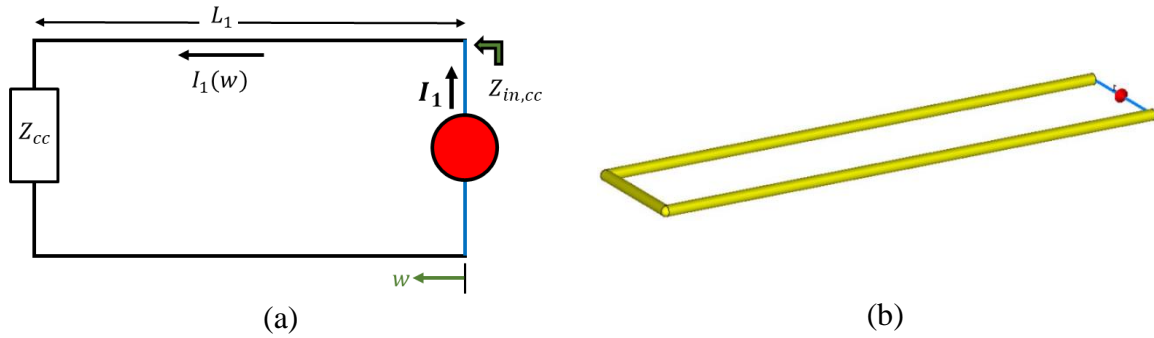


Figure II. 6 : (a) Modèle électrique d'une ligne terminée par un court-circuit (b) Géométrie de la ligne fermée simulée sous CST.

Pour les mêmes dimensions de la ligne ouverte, l'impédance d'entrée de la ligne bifilaire terminée par le court-circuit est étudiée en fonction de la fréquence pour une hauteur h variant entre 5 et 20 mm (voir aussi l'**Annexe B**). Les résultats de la partie réelle de l'impédance sont tracés sur la **Figure II. 7**. La figure montre deux résonances ; une résonance naturelle (à fréquence fondamentale f) et une résonance à la deuxième harmonique ($2f$). Pour cette longue ligne, une erreur en fréquence de résonance de 0.4 % est observée entre le modèle et la simulation.

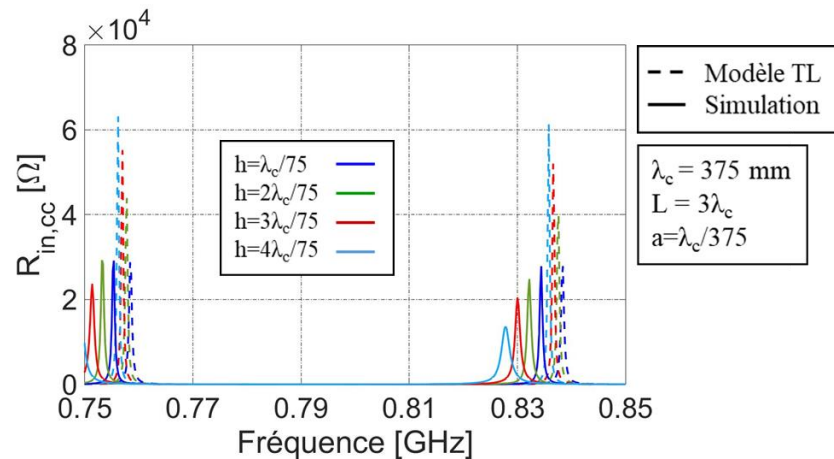


Figure II. 7 : Partie réelle de l'impédance d'entrée d'une ligne bifilaire fermée à son extrémité pour différentes valeurs de h .

3.3 Impédance d'entrée d'une IFA avec modélisation des non idéalités des extrémités CO et CC

La vérification de l'expression des impédances des extrémités ouverte et fermée nous permet de représenter, selon la théorie des lignes de transmission, une antenne IFA filaire comme le modèle de la **Figure II. 8**. A noter que l'impédance de la ligne de la sonde d'excitation n'est pas encore introduite pour pouvoir étudier et vérifier d'abord les impédances des extrémités. Les valeurs d'impédance d'entrée en fonction de la fréquence sont tracées sur la **Figure II. 9** pour plusieurs hauteurs, et sont comparées avec les résultats de simulation de MWS. L'antenne simulée utilise des conducteurs cylindriques de diamètre 1 mm. Elle est de longueur totale $\lambda_c/4$ (93.75 mm), et la hauteur est variable entre 5 et 20 mm. Le port d'excitation est placé, dans un premier temps, proche du court-circuit ($L_1 = L/25$) pour éviter les fortes résonances.

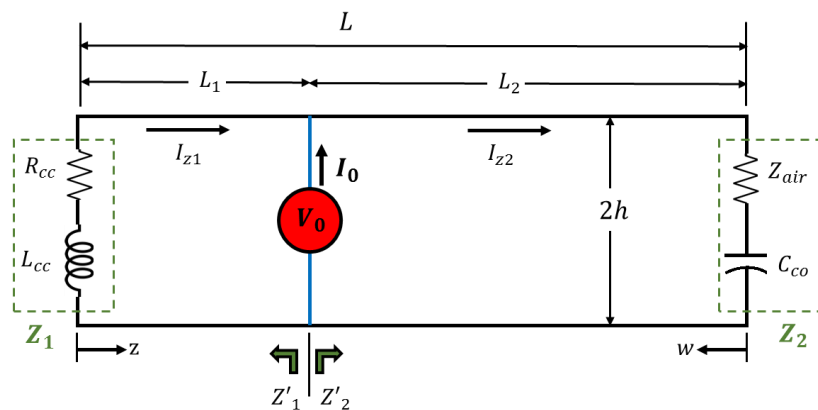


Figure II. 8 : Schéma équivalent simple d'une antenne IFA.

La **Figure II. 9** montre un écart important en fréquence de résonance et en impédance d'entrée entre les résultats du modèle et MWS. Pour les valeurs de hauteurs choisies, l'erreur en fréquence de résonance varie entre 0.9% et 3%. Comme la longueur de l'antenne est finie et relativement faible devant la longueur d'onde, cette erreur pourrait être expliquée par des effets de couplage entre les extrémités de l'antenne et son port d'excitation et entre les extrémités et les lignes de transmission. Afin de vérifier l'impact d'un de ces effets, la **Figure II. 9 (b)** montre la comparaison entre les résultats du modèle avec la simulation pour les mêmes dimensions de l'antenne mais cette fois en mettant l'excitation à mi-distance entre le circuit ouvert et le circuit fermé. La diminution de l'erreur en amplitude démontre l'existence d'un couplage inductif (existence d'une mutuelle) entre le port d'excitation et l'inductance du court-circuit. Cette erreur en fréquence signifie qu'il y existe un autre facteur que le couplage mentionné ci-dessus qui impacte la résonance de l'antenne. Ce facteur pourrait être expliqué par une interaction entre les lignes de transmission et les charges aux extrémités de l'antenne.

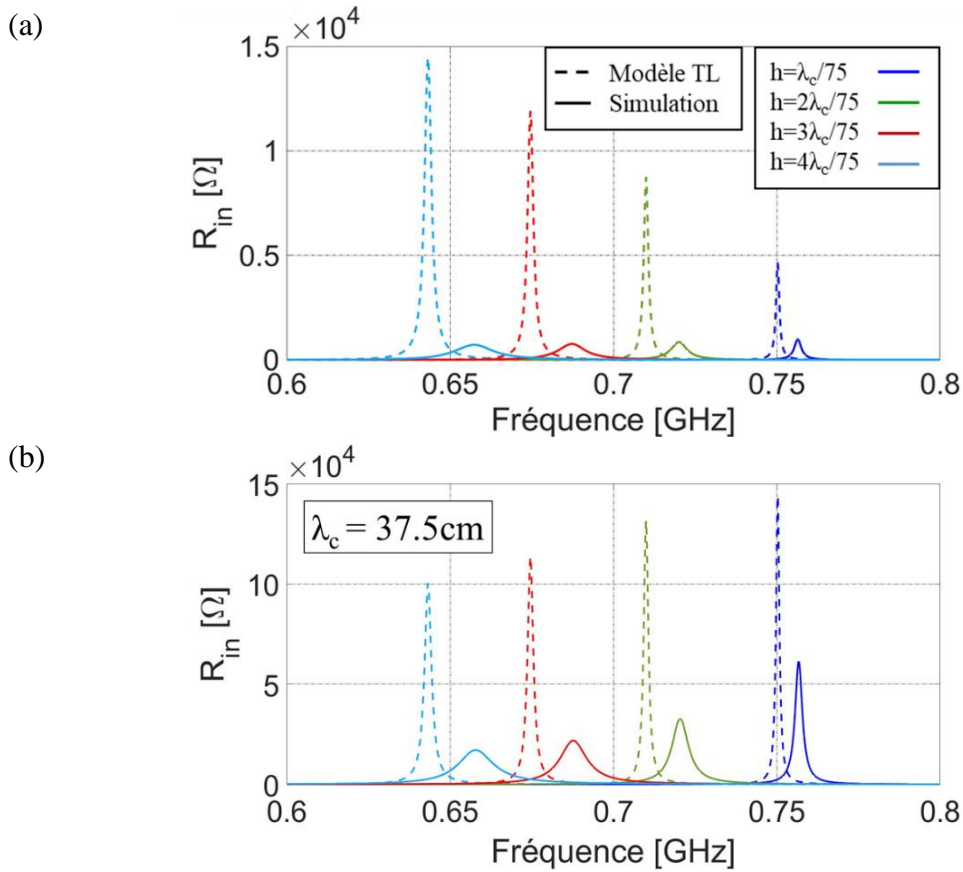


Figure II. 9 : Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour (a) $L_1=L/25$ et (b) $L_1=L/2$.

Dans les sections qui suivent, les effets de couplage et de pertes seront étudiés et introduits dans le modèle d'antenne IFA afin de corriger l'erreur en amplitude d'impédance et en fréquence.

3.4 Modélisation des effets de bout de lignes

3.4.1 Ligne de transmission infinie

Dans la théorie des lignes de transmission [4], la modélisation TL implique des hypothèses fondamentales qui sont souvent négligées. Le calcul des équations différentielles des tensions et courants, ainsi que les paramètres de la ligne, est fait en partant des hypothèses imposées suivantes :

- Les deux conducteurs de la ligne de transmission sont identiques et parallèles.
- $|\beta r|^2 \ll 1$, où β est le nombre d'onde ($\beta = 2\pi/\lambda$)
- $|\beta b|^2 \ll 1$, avec $b = 2h$.
- $b^2 \gg r^2$

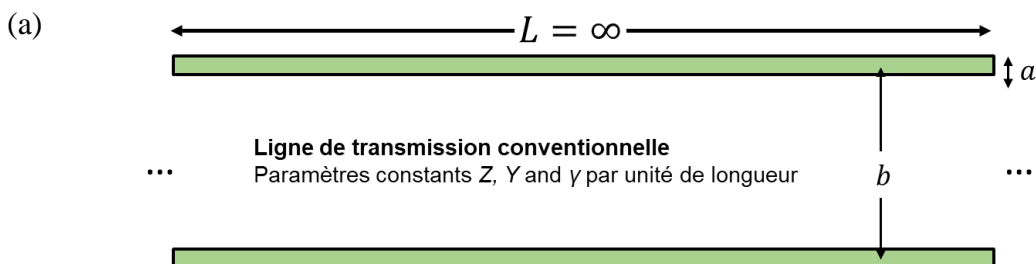
- La ligne de transmission est de longueur infinie, ou approximativement infinie pour la section d'une ligne finie longue et suffisamment éloignée des terminaisons ou discontinuités.

La **Figure II. 10 (a)** montre une ligne de transmission bifilaire de longueur infinie dont l'impédance caractéristique et la constante de propagation par unité de longueur sont supposées constantes et donc avoir la même expression tout le long de la ligne infinie. Si cette ligne est chargée à son extrémité, la longueur de la partie de cette ligne impactée par la charge est négligeable par rapport à la longueur totale infinie de la ligne et donc sans effet significatif.

3.4.2 Ligne de transmission finie

Pour une antenne IFA de longueur totale environ $\lambda/4$, la dernière hypothèse précédente n'est plus valide. La **Figure II. 10 (b)** présente l'exemple d'une ligne de transmission de longueur finie L chargée à son extrémité par une impédance arbitraire Z_{charge} . Dans ce cas, l'hypothèse que toutes les éléments/sections de longueur δL d'une ligne bifilaire soient identiques n'est plus vrai près des extrémités $z = 0$ et $z = L$ où elle rejoint respectivement le générateur et la charge. Les équations différentielles conventionnelles et les courants, tensions et impédances qui en découlent ne sont plus précises dans ces zones dites terminales. La théorie de ligne de transmission conventionnelle ne tient pas compte des variations des paramètres de la ligne et du couplage à proximité d'un obstacle de terminaison, ou à proximité de tout autre changement de ses propriétés uniformes.

Ainsi de précédentes études ont tenté de compenser cet effet de bout de ligne finie dans le but de conserver son impédance caractéristique constante. Pour une ligne finie et chargée, la longueur de la zone impactée par la charge est alors définie par une longueur d . Cette longueur d dépend de la terminaison à chaque extrémité. Selon [4], et pour une ligne assez longue, cette distance peut être de l'ordre de grandeur $10b$, où $b = 2h$ est l'espacement de la ligne bifilaire, à condition que les terminaisons soient complètement en dehors de la région délimitée par les plans $z = 0$ et $z = L$. Dans chaque zone terminale, les paramètres de la ligne varient et la ligne peut être couplée à des parties adjacentes de la terminaison.



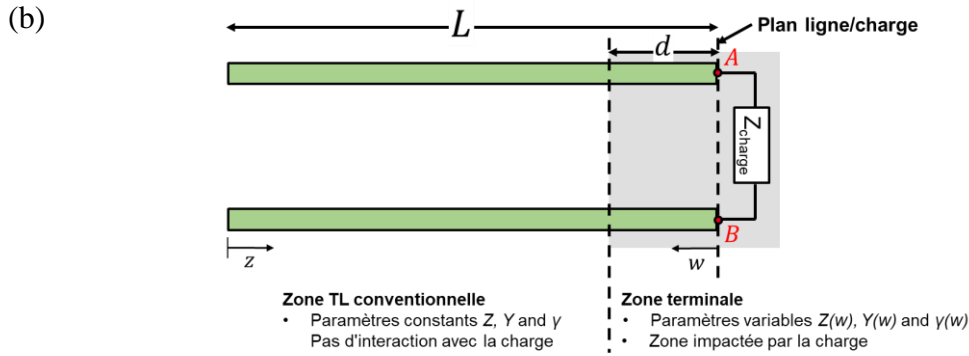


Figure II. 10 : (a) Ligne de transmission de longueur infinie (b) Ligne de transmission de longueur finie L terminée par une charge à son extrémité.

Des travaux théoriques [4], [18] - [22] ont tenté de modéliser ces effets à l'aide d'un simple circuit électrique équivalent formé d'éléments localisés séries et parallèles qui doivent être évalués pour chaque type de terminaison ou de discontinuité.

King et Tomiyasu [18] ont développé une approche théorique générale, basée sur les potentiels électromagnétiques, pour l'analyse de la ligne bifilaire à terminaisons diverses. Une présentation plus complète du travail a été publiée quelques années après par King [4, Chap. 2]. Dans ces travaux, la notion d'impédance terminale apparente $Z_{charge,app}$ est introduite. Selon l'auteur, $Z_{charge,app}$ est l'impédance réellement mesurée sur une ligne idéale (sans pertes) à une distance de $\lambda/2$ de la terminaison, et inclut l'effet des erreurs commises en utilisant des paramètres de ligne et des formules incorrectes dans la zone terminale. Cette impédance apparente ne représente plus le rapport entre la tension et le courant; elle représente un circuit associé à l'impédance isolée théorique de la charge Z_{charge} . $Z_{charge,app}$ pour une terminaison sur une charge donnée peut varier considérablement avec la nature de la connexion à la ligne, l'orientation relative de la ligne et de la charge, et le type de ligne et ses dimensions car elle inclut les propriétés de la ligne de transmission elle-même. La **Figure II. 11** présente la ligne de transmission chargée où la zone terminale de longueur d est remplacée par une zone de ligne conventionnelle terminée par l'impédance apparente $Z_{charge,app}$ qui est l'impédance équivalente d'un réseau d'éléments localisés. Ce réseau est composé de l'impédance de la charge (traitée comme isolée et donnée par le ratio $Z = V/I$), reliée avec le réseau de zone terminale approprié qui comprend un élément série L_t et un élément shunt C_t . Dans [4], les expressions des éléments du circuit sont données pour une ligne infinie. Le calcul fait dans cette thèse pour calculer l'expression de L_t et C_t d'une ligne finie, utilisent les expressions suivantes.

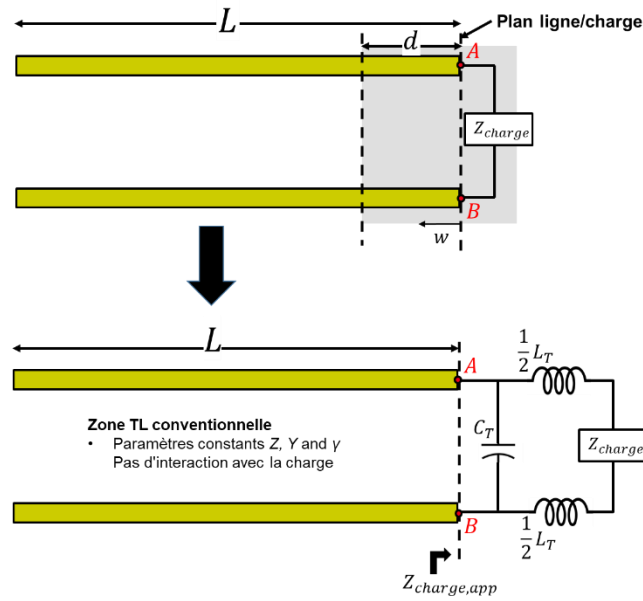


Figure II. 11 : Une ligne bifilaire chargée à son extrémité par une charge arbitraire avec le circuit localisé équivalent de correction de effets de bout.

$$L_T = \int_0^d [l^e(w) - l^e] dw = \frac{1}{2\pi v} \int_0^d [k_0(w) - k_0] dw ; w \gg b^2 \quad (\text{II. 15})$$

$$C_T = \int_0^d [c(w) - c] dw = 2\pi\epsilon \int_0^d \left[\frac{1}{k_0(w)} - \frac{1}{k_0} \right] dw \quad (\text{II. 16})$$

$$k_0(w) = 2 \ln \left(\frac{b}{r} \right) + \ln \left(\frac{w + \sqrt{r^2 + w^2}}{w + \sqrt{b^2 + w^2}} \right) + \ln \left(\frac{(L-w) + \sqrt{r^2 + (L-w)^2}}{(L-w) + \sqrt{b^2 + (L-w)^2}} \right) \quad (\text{II. 17})$$

$$k_0 = k_0(w \rightarrow \infty, \text{et } L \gg \gg) = 2 \ln \left(\frac{b}{r} \right)$$

Où $l^e(w)$ et $c(w)$ représentent l'inductance et la capacité par unité de longueur dans la zone impactée de distance d . l^e et c sont l'inductance et la capacité dans la zone TL conventionnelle. Une simplification ($w^2 \gg b^2$) est nécessaire pour pouvoir obtenir les équations ci-dessus. Le calcul analytique d'une expression générale des paramètres du réseau sans hypothèses sur la longueur de la ligne dépasse le cadre de la thèse.

La **Figure II. 12 (a)** représente le modèle d'une antenne IFA où les circuits de correction des impédance Z_{cc} et Z_{co} sont introduits où Z_1 et Z_2 représentent ici les impédances dites apparentes vue aux extrémités ouvertes et fermées. d_1 et d_2 représentent les parties des lignes L_1 et L_2 impactées par la ligne. Comme la longueur de l'antenne est petite, on ne peut pas définir d_1 et d_2 comme étant égale à $10b$. Dans ce cas, ces dernières seraient alors plus longues que l'antenne elle-même. On suppose dans notre cas que toute la longueur des lignes de l'antenne est impactée par les charges d'extrémité, autrement dit $d_1 = L_1$ et $d_2 = L_2$.

Les résultats de comparaison avec MWS sont présentés sur la **Figure II. 12 (b)**, pour différentes hauteurs h . Pour les mêmes dimensions de l'antenne, la correction des effets de bout

réduit l'amplitude de l'impédance d'entrée de 73 % ($h = 20$ mm) par rapport à la **Figure II. 9**, mais augmente l'erreur en fréquence pour les grandes hauteurs.

En effet, les résultats d'étude dans [4] et [18] ne peuvent pas être 100% applicables pour notre antenne IFA, car l'obtention des expressions finales de L_t et C_t sont faites sous l'hypothèse que la longueur de la ligne de transmission ou de la zone impactée est beaucoup plus grande que la hauteur de l'antenne. Ce qui n'est pas le cas des deux sections des lignes de l'antenne IFA, d'où l'écart plus important quand la hauteur augmente. En effet, les paramètres d_1 et d_2 dépendent de la géométrie des lignes et la nature des terminaisons, et jusqu'à maintenant on ne peut pas définir analytiquement une expression de ces termes correctifs sur la base de la géométrie de l'antenne.

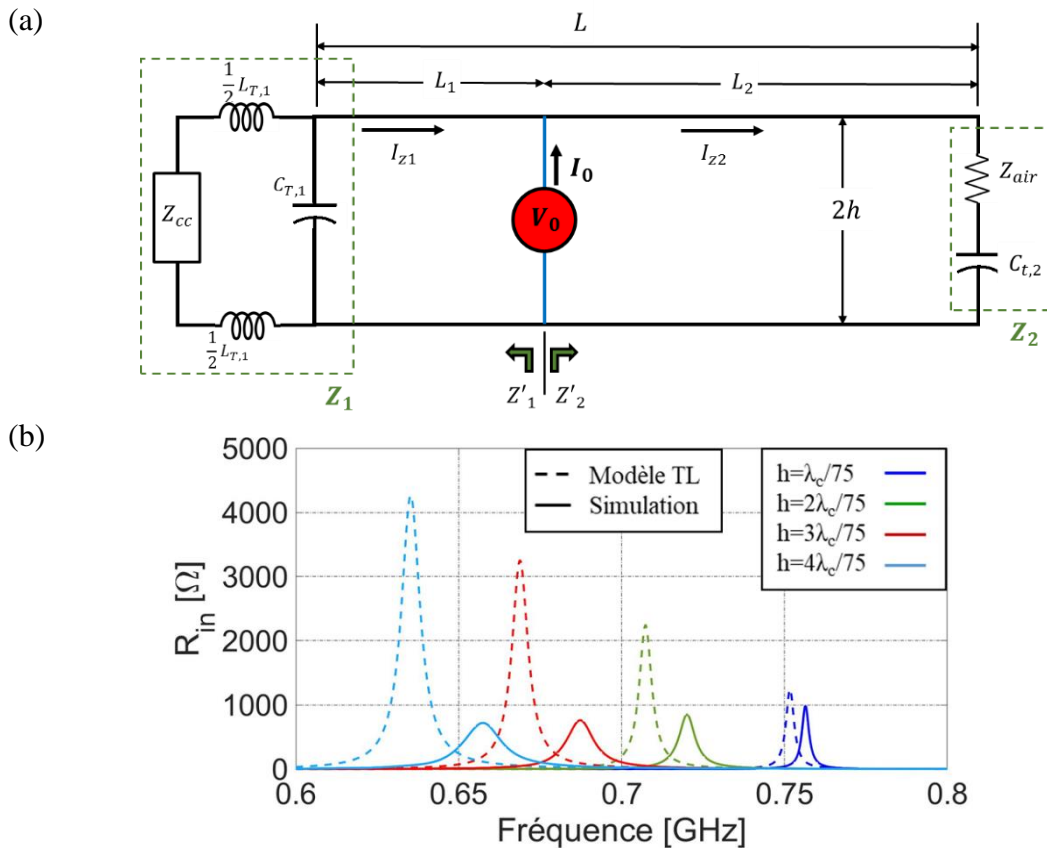


Figure II. 12 : (a) Schématisation du circuit d'une antenne F inversée avec la correction des effets de bout [18] (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne ayant $a = 1$ mm, $L = \lambda/4$ en fonction de la fréquence.

Dans un travail plus récent, Getsinger [21] a fourni une solution au problème de l'excès de capacité d'extrémité qui résulte de la terminaison en circuit ouvert d'une ligne de transmission bifilaire. Getsinger fait référence aux premiers travaux de King [4] basés sur une approximation de fil à petit rayon à laquelle sa solution est asymptotiquement équivalente dans la limite d'un grand rapport espacement /diamètre des conducteurs.

Dans son article, la formule de l'inductance externe d'une ligne bifilaire brusquement terminée est évaluée. L'analyse montre que les formules peuvent être divisées en trois expressions de forme plus simples qui décrivent l'inductance par unité de longueur, l'inductance d'effet de bout et l'inductance d'interaction entre les extrémités. Une analyse similaire est aussi

fait pour évaluer les expressions des effets de bouts capacitifs. Comme dans [18], les éléments du circuit représentant les effets de bout sont considérés localisés aux extrémités de la ligne. Cependant, cet article diffère de [18] dans l'introduction du concept d'inductance d'interaction entre les terminaisons.

L'inductance externe d'une ligne bifilaire de longueur finie est calculée en se référant à [23]. La **Figure II. 13** montre le modèle d'une ligne bifilaire finie terminée à sa droite ainsi que les notations utilisées dans [21].

$$A = (b^2 - a^2)^{1/2} \quad (\text{II. 18 (a)})$$

$$G = b - a \quad (\text{II. 18 (b)})$$

$$P = \frac{A - G}{2} \quad (\text{II. 18 (c)})$$

$$Q = \frac{A + G}{2} \quad (\text{II. 18 (d)})$$

Le circuit de correction de la ligne terminée par Z_{cc} comprend deux inductances L' et L'' données par,

$$L' = -\frac{\mu}{4\pi} G \quad (\text{II. 19})$$

$$L'' = \frac{\mu}{4\pi} S \left\{ \ln \left[\frac{1 + (1 + (P/S)^2)^{1/2}}{1 + (1 + (Q/S)^2)^{1/2}} \right] + (1 + (Q/S)^2)^{1/2} - (1 + (P/S)^2)^{1/2} \right\} \quad (\text{II. 20})$$

L' est une inductance qui est indépendante de la longueur de la ligne et peut être associée à l'extrémité de la ligne (équivalente à L_t dans [4] pour une ligne de longueur infinie). L'' est l'inductance qui représente le couplage des courants aux extrémités opposées de la ligne (supposant que la ligne est terminée par une autre inductance à son extrémité droite ou par l'inductance de la sonde d'excitation).

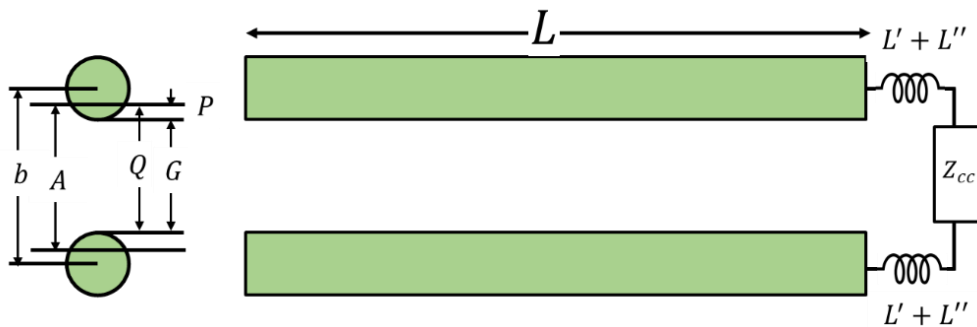


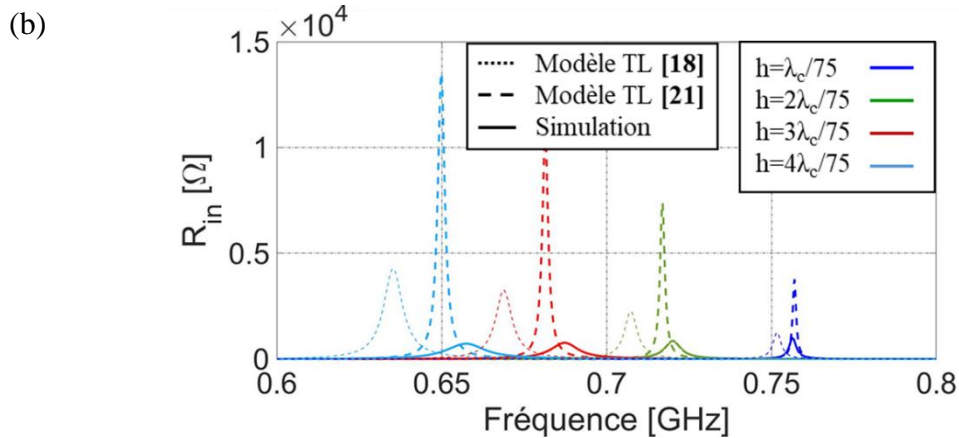
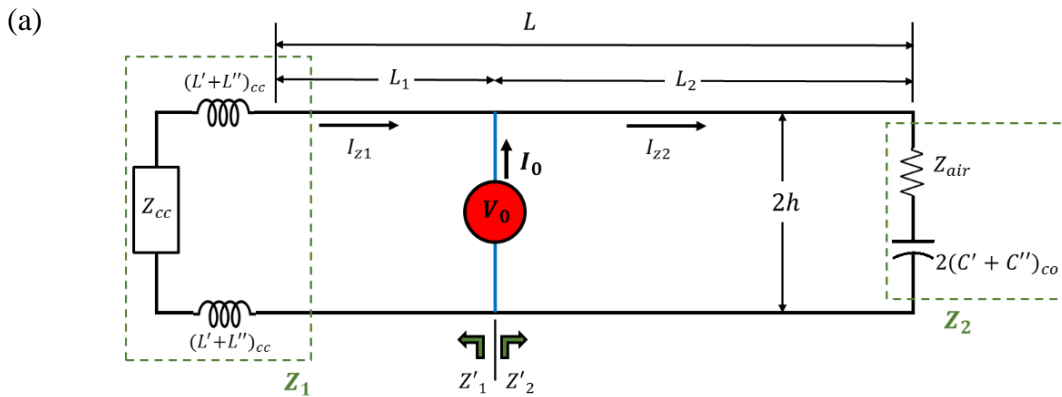
Figure II. 13 : Schéma équivalent d'une ligne bifilaire terminée par un court-circuit d'après [21].

Pour une ligne bifilaire ouverte à son extrémité, le modèle du circuit capacitif est formé de deux capacités localisées en parallèle, donnée par,

$$C' + C'' = - \frac{[(L' + L'')/Z_{ch}]}{[1 + 2((L' + L'')/L^e)]} \quad (\text{II. 21})$$

Où L^e est l'inductance totale de la ligne bifilaire de longueur L ($L^e = L \times l^e$). Cette équation est obtenue en supposant que la ligne est à faibles pertes ($Z_{ch} = \sqrt{L'/C'}$). Pour une ligne assez longue, cette équation se rapproche de l'expression de l'impédance du circuit ouvert de King [4], [9].

Le nouveau modèle d'impédance de l'antenne IFA basé sur les résultats de Getsinger est présenté sur la **Figure II. 14 (a)**. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sont tracées sur les **Figure II. 14 (b)** et (c). Avec l'introduction de la correction de [21], l'erreur en fréquence tend à diminuer et est devenue inférieure à 1% pour les valeurs de dimensions d'intérêt (pour une antenne de faible hauteur, $h < 10$ mm). L'erreur est de 0.08% pour $h = 5$ mm et de 1.14 % pour $h = 20$ mm. L'erreur en amplitude qui demeure importante sera traitée dans la prochaine partie.



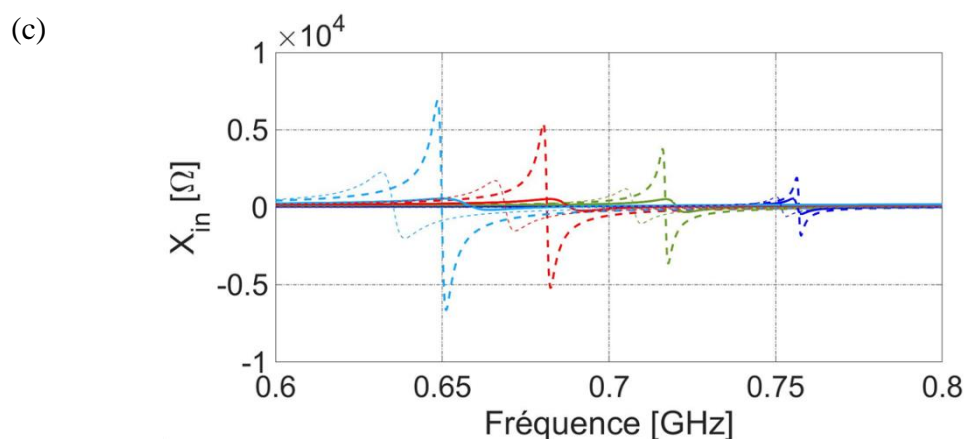


Figure II. 14 : (a) Modèle électrique de l'antenne IFA tenant compte des effets de bout (b) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (c) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de la hauteur.

3.5 Effet de couplage : introduction d'une inductance mutuelle

L'étude des effets de couplage est détaillée dans l'**Annexe C** de ce mémoire. Pour l'antenne IFA (qui est étudiée comme ligne de transmission), la représentation du couplage inductif entre l'inductance du fil de masse et celle de la sonde d'excitation n'est pas triviale. En effet, l'expression des inductances équivalentes, résultant de l'introduction du coefficient de couplage sur les inductances des fils, est dépendante de l'expression des courants traversant les fils. Cependant, pour une ligne de transmission (et pour notre modèle d'IFA), le courant traversant le fil de masse est une combinaison des fonctions trigonométriques hyperboliques complexes. Il en résulte une inductance équivalente complexe dont les effets perturbent les résultats du modèle d'antenne en dégradant sa précision et n'a donc pas été maintenue à ce stade dans la suite du modèle.

3.6 Les pertes de rayonnement

L'étude dans la **Section 3.4** a permis de réduire l'erreur sur la fréquence de résonance de l'antenne mais pas au niveau de l'amplitude de la résonance observée. En effet, dans la théorie des lignes de transmission [4], [5], la distribution du courant le long d'une ligne bifilaire est calculée en négligeant les termes de l'ordre de $|\beta b|^2$ (b est supposée très petite par rapport à la longueur d'onde). Or c'est justement ce terme qui est impliqué dans le rayonnement de la ligne. En conséquence, ni la distribution du courant le long d'une section de la ligne ni son impédance d'entrée (telle que déterminée à partir des solutions des équations conventionnelles) n'incluent ou ne prennent en compte le rayonnement, souhaité faible pour une ligne de transmission mais élevé pour une antenne.

Effectivement, le modèle électrique d'une ligne de transmission incluant uniquement les pertes ohmiques est généralement précis lors de la modélisation du comportement d'une ligne guidant les ondes. Cependant, dans le cas d'une antenne, la capacité de la ligne à rayonner n'est

pas intégrée dans le modèle électrique étant donné que l'onde est supposée uniquement guidée et non rayonnée (**Figure II. 2**). Pour cette raison, il est nécessaire d'enrichir le modèle en introduisant l'impact lié aux pertes par rayonnement dans le modèle électrique de l'antenne. Ceci constitue un développement majeur du modèle proposé dans ce travail de recherche.

Comme vu dans la **Section 1**, la résistance d'entrée, R_{in} (ou R_a), représente la dissipation de l'énergie acceptée par l'antenne qui peut se produire de deux manières. D'une part il s'agit de l'énergie qui est libérée par l'antenne par rayonnement, et d'autre part celle perdue dans la structure antennaire (pertes ohmiques siégeant dans une résistance localisée ou distribué (conductivité finie du métal) ou diélectrique dans le substrat d'antenne). La résistance de rayonnement est alors à intégrer dans l'expression de l'impédance d'entrée du modèle. Elle est calculée en série avec la résistance des pertes et la réactance de l'antenne (voir équation (**II. 3**)). Partant de cette définition, certains auteurs [4], [8], et [13] supposent que l'impédance d'entrée totale de l'antenne est l'impédance calculée sans tenir compte du rayonnement plus la résistance de rayonnement calculée séparément [24].

Prenons l'exemple d'une ligne de transmission de longueur S terminée par une charge Z , l'impédance d'entrée selon la définition ordinaire (littérature) tenant compte des pertes par rayonnement est donnée par,

$$Z_{in,TWL} = R_{ray,TWL} + Z_{ch} \frac{Z + Z_{ch} \tanh(\gamma S)}{Z_{ch} + Z \tanh(\gamma S)} \quad (\text{II. 22})$$

Cette expression est aussi applicable pour le cas d'une antenne IFA [8].

Cependant, le fait de calculer la résistance de rayonnement à part, pour l'ajouter ensuite à l'expression de l'impédance d'entrée déjà calculée dans les sections précédentes ne va qu'augmenter l'amplitude résultante de l'impédance d'entrée. En effet, l'amplitude de l'impédance d'entrée du modèle apparaît déjà surestimée par rapport aux résultats de la simulation. De ce fait, l'introduction de la résistance de rayonnement en série va augmenter l'erreur en amplitude entre le modèle et la simulation, ce qui ne va pas dans le sens de correction de l'expression de l'impédance.

Dans ce travail, nous proposons d'interpréter la résistance de rayonnement comme un outil mathématique qui quantifie le phénomène de dissipation d'énergie EM par rayonnement au niveau de la structure antennaire. On cherche alors à introduire dans notre modèle de ligne de transmission la notion des pertes par rayonnement liée à la circulation des courants sur la structure entière de l'antenne. En effet, chaque partie de l'antenne (charge, ligne, ...) contribue au rayonnement totale de la même manière qu'il s'y produit des pertes ohmiques liées à la conductivité finie des matériaux.

Normalement, la résistance de rayonnement est calculée via l'intégrale du courant distribué le long de chaque section d'antenne (calcul détaillé dans la **Section 4**) pour servir le calcul de la puissance rayonnée. Dans le cas du modèle électrique de ligne incorporant les effets de pertes par rayonnement un calcul inverse sera mené : La résistance de rayonnement, de chaque partie de l'antenne, est calculée à partir de la puissance rayonnée et des expressions du courant. Les résistances de rayonnement calculées sont ensuite introduites dans les formules de calcul de l'impédance d'entrée.

3.6.1 Pertes par rayonnement dans les lignes de l'antenne :

La résistance de rayonnement d'une ligne de transmission de longueur L , terminée par une charge ayant une fonction de terminaison θ' , est donnée par [25],

$$R_{ray,TWL} = \frac{Z_{air}}{4\pi} (\beta b)^2 \cdot \frac{\cosh(\alpha L + 2\rho')}{|\cosh(\gamma L) + \theta'|^2} \cdot \left[\cosh(\alpha L) - \frac{\sin(2\beta L)}{2\beta L} \right] \quad (\text{II. 23})$$

Dans ce même article, la résistance des pertes ohmiques totale de cette ligne est calculée par intégration de la résistance par unité de longueur r_i selon la formule suivante.

$$R_{pertes,TWL} = 2r^i \int_0^L \frac{|I(z)|^2}{|I(z=0)|^2} dz \quad (\text{II. 24})$$

En se référant à [25], et en s'appuyant sur l'équation (II. 23), nous introduisons la définition de « résistance de rayonnement par unité de longueur ». Similairement à r_i , cette résistance représente le rayonnement de chaque élément unitaire de la ligne de transmission. Le calcul du rayonnement par unité de longueur est fait par division de l'expression de résistance de rayonnement totale de la ligne par l'intégrale du courant. Ce qui donne,

$$r_{ray} = 0.5 \frac{R_{ray,TWL}}{\int_0^L \frac{|I(z)|^2}{|I(z=0)|^2} dz} \quad (\text{II. 25})$$

Appliquant cette méthode aux deux sections (fermée et ouverte) de l'antenne IFA, on obtient deux résistances par unité de longueur $r_{ray,L1}$ et $r_{ray,L2}$ respectivement pour les lignes de longueur L_1 et L_2 .

Afin de représenter la contribution du rayonnement dans l'expression de l'impédance d'entrée du modèle, ces deux résistances sont ensuite introduites dans l'expression de la constante de propagation γ en série avec la résistance de pertes par unité de longueur. Autrement dit, chaque ligne aura sa propre constante propagation ; γ_1 pour la ligne fermée et γ_2 pour la ligne ouverte

$$\gamma \rightarrow \gamma_{L1} = \sqrt{(r^i + r_{ray,L1} + jl^e \omega)(g + jc\omega)} \quad \text{pour la ligne fermée} \quad (\text{II. 26. a})$$

$$\gamma \rightarrow \gamma_{L2} = \sqrt{(r^i + r_{ray,L2} + jl^e \omega)(g + jc\omega)} \quad \text{pour la ligne ouverte} \quad (\text{II. 26. b})$$

3.6.2 Pertes par rayonnement dans les extrémités :

La résistance de rayonnement pour chaque extrémité, y compris l'excitation, est calculée en intégrant le courant traversant les charges des extrémités. Ce calcul est fait en se basant sur le calcul de la résistance de rayonnement d'un dipôle [26]. Les différentes résistances sont données par,

$$R_{ray,exc} = 60\pi^2 \left(\frac{b}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{II. 27. a})$$

$$r_{ray,cc} = 30\pi^2 \left(\frac{b}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{\alpha L_1} \sin(2\alpha L_1) \quad (\text{II. 27. b})$$

$$R_{ray,co} = 30\pi^2 \left(\frac{b}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{\alpha L_2} \sin(2\alpha L_2) \quad (\text{II. 27. c})$$

Ces résistances sont ensuite ajoutées en série avec les charges.

Le modèle électrique final de l'antenne IFA est présentée dans la **Figure II. 15**. Ce modèle comprend toutes les pertes existant dans la structure antennaire ainsi que les effets de bout (couplage ligne/charge) et l'impédance de la sonde d'excitation Z_{exc} . L'impédance d'entrée de ce modèle est donnée par,

$$Z_{in,IFA} = Z_{exc} + R_{ray,exc} + \frac{Z'_1 Z'_2}{Z'_1 + Z'_2} \quad (\text{II. 28})$$

$$Z'_1 = Z_{ch} \frac{(Z_1 + R_{ray,cc}) + Z_{ch} \tan h(\gamma_{L1} L_1)}{Z_{ch} + (Z_1 + R_{ray,cc}) \tan h(\gamma_{L1} L_1)} \quad (\text{II. 29 (a)})$$

$$Z'_2 = Z_{ch} \frac{(Z_2 + R_{ray,co}) + Z_{ch} \tan h(\gamma_{L2} L_2)}{Z_{ch} + (Z_2 + R_{ray,co}) \tan h(\gamma_{L2} L_2)} \quad (\text{II. 29 (b)})$$

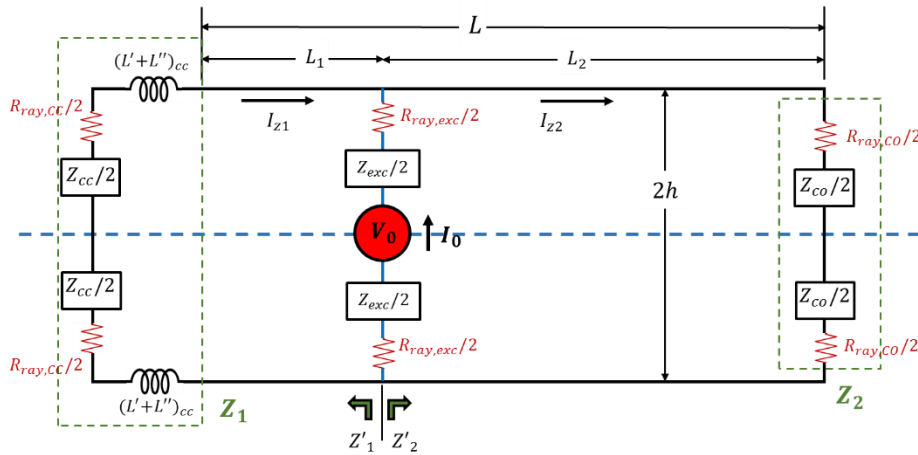


Figure II. 15 : Modèle électrique final de l'antenne IFA.

La comparaison des résultats de ce modèle avec celles de la simulation MWS est présentée sur la **Figure II. 16 (a) et (b)** pour les dimensions de l'antenne suivantes : $a = 1$ mm, $L = \lambda_c/4$, $L_1 = L/25$ et pour une hauteur h variant entre 5 et 20 mm. Ce modèle plus complet présente un bon accord avec le simulateur en termes de fréquences de résonance (0.1 % pour $h = 5$ mm et 0.7 % pour $h = 20$ mm). En termes d'amplitude de résonance, l'erreur s'est réduite mais n'est pas tout à fait corrigée. Le modèle présente encore une erreur en amplitude (45 % pour $h = 20$ mm) qui est principalement causée par les effets de couplage non introduits dans le modèle. Le fait que cette erreur augmente avec la hauteur h peut être expliqué par

l'augmentation de l'inductance équivalente du court-circuit et l'excitation, induisant un effet de couplage mutuel plus marqué mais qui n'a pas été introduit dans notre modèle. Pour de faibles hauteurs d'antenne, la correspondance simulation/modèle est remarquable. A la résonance, le comportement de l'impédance du modèle lorsque la hauteur d'antenne augmente, est différent de celui de la simulation ; il est croissant pour le modèle et décroissant pour la simulation. Selon les études réalisées, cet effet peut être aussi expliqué par le couplage mutuel non représentés dans le modèle. De plus ces effets de couplage expliquent aussi le fait que la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est plus inductive que celle de la simulation pour des hauteurs significatives d'antenne. La **Figure II. 16** montre que l'erreur en fréquence augmente avec la hauteur de l'antenne et le diamètre des conducteurs. En effet, Le diamètre a est un paramètre dont l'inductance du fil est aussi dépendante. De ce fait, le coefficient de mutuelle inductance est aussi impacté par l'augmentation du diamètre, ce qui augmente l'erreur en fréquence entre le modèle et la simulation.

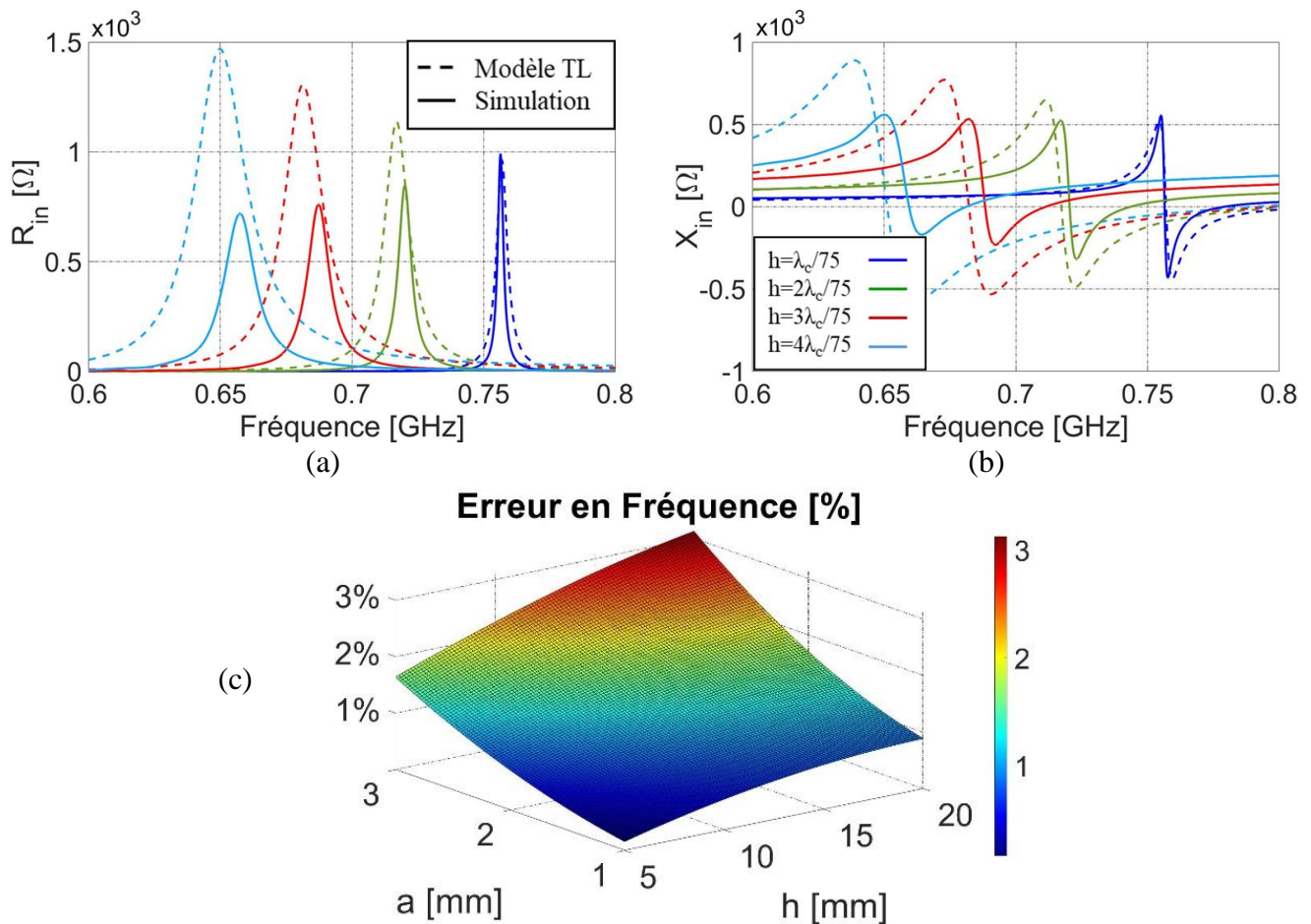


Figure II. 16 : Comparaison entre les résultats du modèle avec la simulation MWS (a) Partie réelle et (b) Imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes hauteurs h ($a = 1$ mm, $L = \lambda_c/4$ et $L_I = L/25$) et (c) Erreur en fréquence pour différentes valeurs de h et a .

L'étude du comportement du modèle a également été réalisée pour différentes positions de la sonde d'excitation par rapport au court-circuit et pour différentes valeurs de conductivité électrique du métal. Les **Figure II. 17 (a) et (b)** montrent les résultats de l'impédance d'entrée du modèle et de la simulation après avoir mis la sonde d'excitation à mi-distance entre le court-

circuit et le circuit ouvert ($L_1 = L/2$). Pour une excitation éloignée du court-circuit, le modèle présente les mêmes niveaux d'amplitude que la simulation et suit la variation de l'amplitude de la résonance en fonction de la hauteur h (amplitude de l'impédance décroît quand la hauteur augmente). Cela confirme que ce sont bien les effets de couplage non modélisés qui dégrade la précision du modèle sur l'amplitude quand l'excitation est proche du court-circuit. De plus, l'écart (effet inductif) sur la partie imaginaire diminue dès lors que la sonde d'excitation est éloignée du court-circuit. Cependant l'erreur en fréquence augmente avec la distance L_1 , ce qui est montré aussi dans la **Figure II. 17 (c)**. L'erreur en fréquence ne dépasse pas 0.5 % pour $L_1 > L/5$ et $h < 15$ mm. Ceci signifie que le modèle est valide à moins de 0.5 % d'écart en fréquence pour la conception d'antennes IFA miniatures dans ces plages de dimensions. L'augmentation de l'erreur fréquentielle n'est pas linéaire par rapport à L_1 . En théorie, plus la sonde d'excitation est éloignée du court-circuit (L_1 augmente), moins d'effet de couplage existe entre les deux lignes, c. à d. moins d'erreur entre le modèle et la simulation. Cependant, la variation de la longueur L_1 entraîne un changement de la longueur L_2 ($L_2 = L - L_1$), ce qui affecte, en plus du couplage mutuelle, l'interaction entre les sections de l'antenne et ses terminaisons.

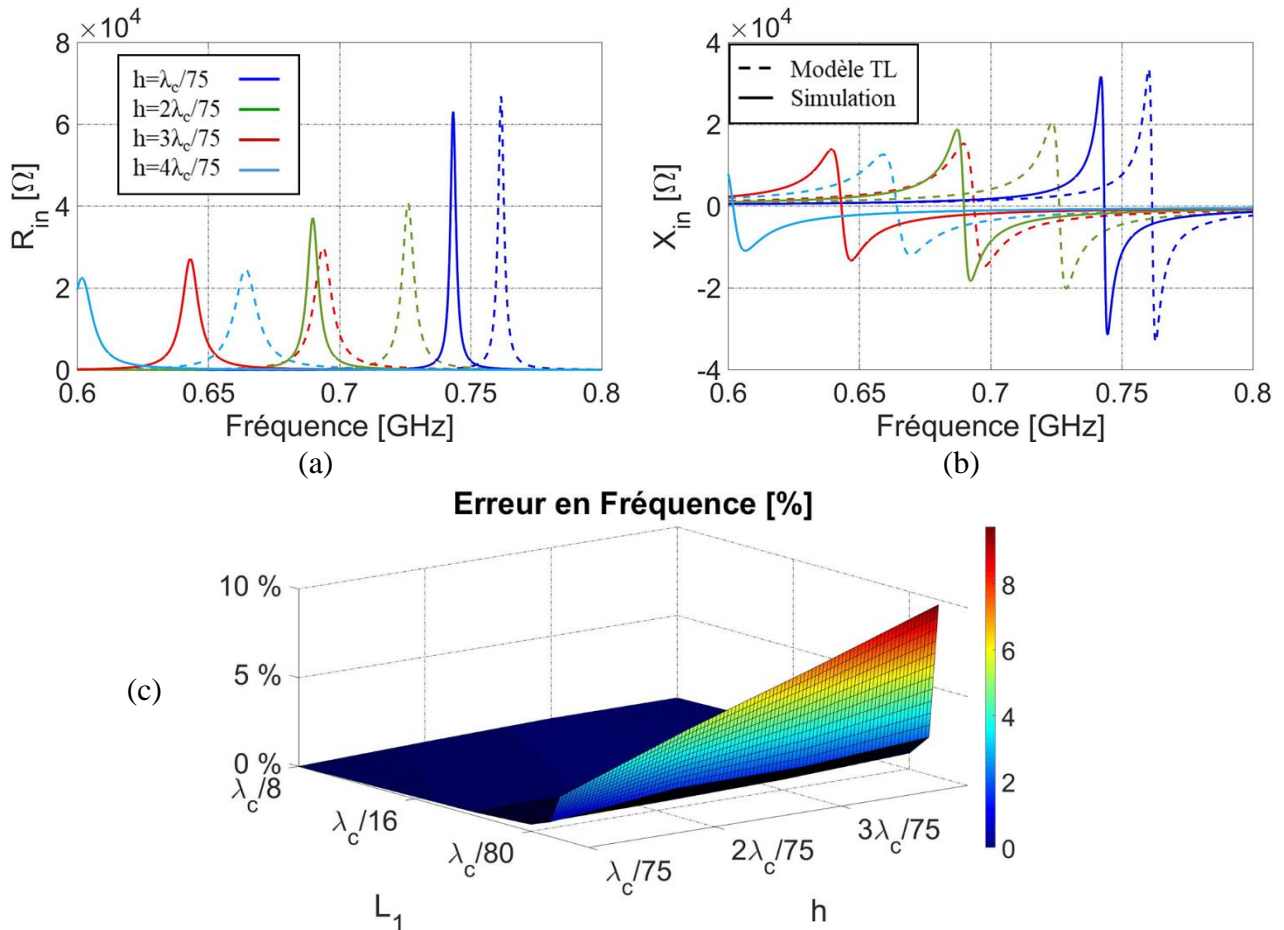


Figure II. 17 : (a) Partie réelle et (b) Imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes hauteurs h ($a = 1$ mm, $L = \lambda_c/4$ et $L_1 = L/2$) et (c) Erreur en fréquence pour différentes valeurs de h et L_1

Finalement, les résultats de l'impédance d'entrée du modèle sont comparés à la simulation dans la **Figure II. 18** pour différentes valeurs de conductivité σ . L'erreur en fréquence et en amplitude ne varie pas en fonction de la conductivité, ce qui montre que le modèle d'impédance est valide sur une large plage de valeurs de conductivité et peut être utilisé pour modéliser des

antennes miniatures réalisé dans différents matériaux à faible conductivité (encre organique, matériaux transparents optiquement, ...). Notamment, le comportement variationnel du modèle est fidèle à la simulation : l'amplitude de la résonance se réduit avec la diminution de la conductivité.

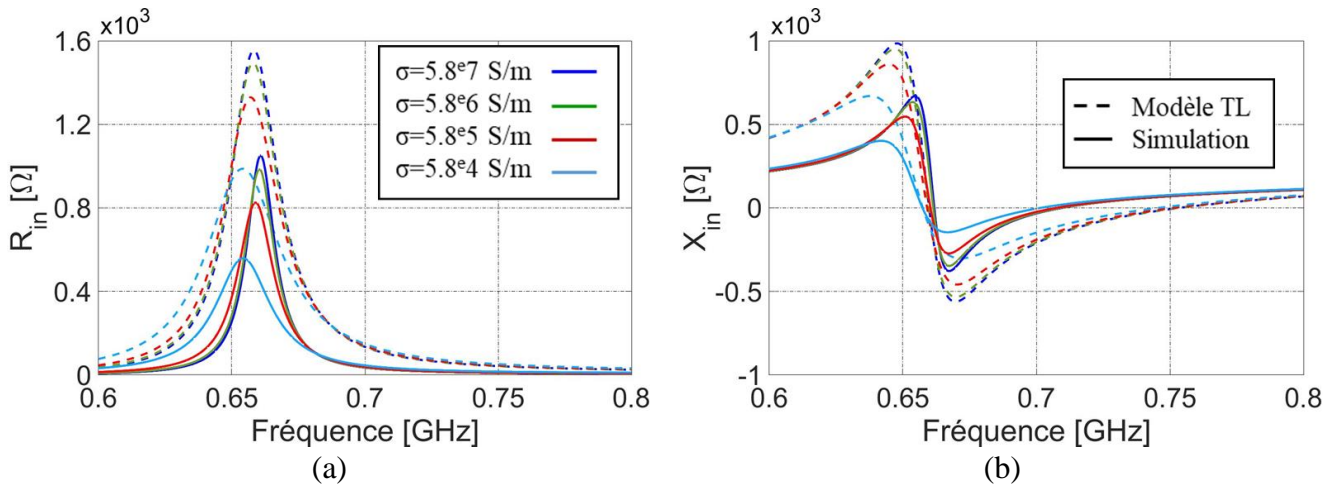


Figure II. 18 : (a) Partie réelle et (b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA de dimension $a = 1$ mm, $h = \lambda_c/20$ et $L = \lambda_c/4$ pour différentes valeurs de conductivité σ .

3.7 Domaine de validité de l'antenne

Le **Tableau II. 1** résume le domaine de validité du modèle de l'antenne IFA filaire étudiée dans ce chapitre. Les données du tableau sont obtenues pour une antenne ayant une longueur totale conventionnelle de $\lambda/4$. Pour rappel, l'antenne modélisée est une antenne F inversée à conducteur cylindrique placée dans l'air ($\epsilon_r = 1$). Pour simplifier l'étude de l'antenne en tant que ligne de transmission, cette antenne est supposée être placée sur un plan de masse infini (étude en version différentielle). Une autre simplification est faite au niveau du calcul des expressions des impédances de bout où ces expressions sont calculées sous l'hypothèse d'une ligne finie ayant $|\beta b|^2 \ll 1$ et $b^2 \gg a^2$. A noter que l'effet de couplage inductif entre la sonde d'excitation et le court-circuit n'est pas pris en compte du modèle, ce qui explique la précision du modèle perdue pour une distance L_I inférieure à $\lambda/80$.

Tableau II. 1 : Domaine de validité du modèle d'antenne IFA de longueur $L = \lambda/4$. Étude de l'erreur en fréquence.

Erreur δ [%]	Diamètre a [mm]	Autres conditions
$\delta \leq 0.5$	$a \leq 1$	$L_I \geq \lambda/20$ $h \leq \lambda/15$
$0.5 < \delta \leq 1$		$\lambda/40 \leq L_I \leq \lambda/20$ $h \leq \lambda/25$
$1 < \delta \leq 3$	$1 \leq a \leq 3$	$\lambda/80 \leq L_I \leq \lambda/40$
$\delta > 3$	$a > 3$	$L_I \leq \lambda/80$

4 Modèle électromagnétique de l'antenne IFA

Le modèle électromagnétique de l'antenne IFA vise à calculer les expressions des puissances rayonnées et dissipées afin d'estimer l'efficacité de rayonnement de cette antenne.

L'efficacité de rayonnement η_{IEEE} d'une antenne, qui a été rappelée dans la **Section 1.3** et définie dans l'équation (II. 3), est le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} (qui est la puissance utile) et la puissance nette acceptée par l'antenne P_{acc} . De plus, P_{acc} est la somme des puissances rayonnée et dissipée.

Généralement, l'expression d'une puissance P est donnée par le produit de la résistance par le carré de l'intensité du courant I circulant dans un dipôle.

$$P = \frac{1}{2} R |I_0|^2 \quad (\text{II. 30})$$

Notez qu'un facteur de 1/2 est présent car le courant I_0 est la valeur de crête de la forme d'onde sinusoïdale. La séparation de la puissance dissipée en pertes de rayonnement et ohmiques donne,

$$P_{acc} = P_{ray} + P_{pertes\ ohmiques} \quad (\text{II. 31})$$

La puissance totale dissipée P_{pertes} est la somme de toutes les puissances perdues dans les lignes de l'antenne et dans les charges aux extrémités, se décompose en,

$$P_{pertes\ ohmiques} = P_{pertes,L1} + P_{pertes,L2} + P_{cc} + P_{exc} \quad (\text{II. 32})$$

Ces puissances représentent respectivement la puissance dissipée dans la ligne court-circuitée de longueur L_1 , la puissance dissipée dans la ligne ouverte de longueur L_2 , la puissance dissipée dans le court-circuit et finalement la puissance dissipée dans la sonde d'excitation. Comme la ligne L_2 est terminée par un circuit ouvert, il n'y a pas de pertes résistifs à son extrémité. L'antenne ne possédant pas d'autres matériaux constitutifs, seules les pertes liées aux conducteurs sont considérées.

Pour l'antenne IFA, nous pouvons déduire une expression de l'efficacité de rayonnement en termes de résistances en remplaçant (II.30) et (II. 31) par (II. 29):

$$\eta_{IEEE} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes,L1} \left| \frac{I_{z1}(L_1)}{I_0} \right|^2 + R_{pertes,L2} \left| \frac{I_{z2}(L_2)}{I_0} \right|^2 + R_{cc} \left| \frac{I_{z1}(0)}{I_0} \right|^2 + R_{exc}} \quad (\text{II. 33})$$

Cette équation montre l'intérêt de connaître les expressions des courants dans l'antenne et de la résistance de rayonnement d'une antenne IFA ainsi que toutes les résistances des pertes dans la structure antennaire. C'est l'objet des deux paragraphes qui suivent.

4.1 Les résistances de pertes ohmiques

Les pertes ohmiques dans la sonde d'excitation et dans le court-circuit, R_{exc} et R_{cc} , sont déjà définies dans le modèle d'impédance.

D'après [25], et en appliquant l'équation (II. 25) pour les lignes de transmission d'une antenne IFA, les résistances des pertes ohmiques totales de la ligne fermée et ouverte sont respectivement données par,

$$R_{pertes,L1} = 2 r^i \int_0^{L1} \frac{|I_{z1}(z)|^2}{|I_{z1}(L1)|^2} dw \quad (\text{II. 34 (a)})$$

$$R_{pertes,L2} = 2 r^i \int_0^{L2} \frac{|I_{z2}(w)|^2}{|I_{z2}(L2)|^2} dw \quad (\text{II. 34 (b)})$$

En tenant compte des pertes dans les extrémités, les expressions des pertes ohmiques dans les deux lignes de l'antenne sont finalement données par :

$$R_{pertes,L1} = \frac{1}{\alpha} r^i \frac{\cosh(\alpha L_1 + 2\rho'_1) \sinh(\alpha L_1)}{|\sinh(\gamma L_1 + \theta'_1)|^2} - \frac{1}{\beta} r^i \frac{\cos(\beta L_1 + 2\varphi'_1) \sin(\beta L_1)}{|\sinh(\gamma L_1 + \theta'_1)|^2} \quad (\text{II. 35 (a)})$$

$$R_{pertes,L2} = \frac{1}{\alpha} r^i \frac{\cosh(\alpha L_2 + 2\rho'_2) \sinh(\alpha L_2)}{|\sinh(\gamma L_2 + \theta'_2)|^2} - \frac{1}{\beta} r^i \frac{\cos(\beta L_2 + 2\varphi'_2) \sin(\beta L_2)}{|\sinh(\gamma L_2 + \theta'_2)|^2} \quad (\text{II. 35 (b)})$$

4.2 La résistance de rayonnement

La résistance de rayonnement R_{ray} aux bornes d'entrée d'une antenne est calculée à partir du rapport de la puissance rayonnée sur le courant (voir l'équation (II. 2)). La puissance rayonnée est obtenue en intégrant le vecteur de Poynting dans l'espace sur la surface d'une sphère entourant la structure d'antenne. Cette sphère est suffisamment grande, c.à.d. dans la zone de champ lointain (zone de Fraunhofer) qui obéit aux règles régissant la propagation des ondes électromagnétiques transverses. Le vecteur de Poynting peut être calculé à partir du vecteur potentiel de champ lointain qui est une fonction de la distribution du courant le long de la structure d'antenne.

L'expression de la résistance de rayonnement d'une IFA issue des travaux de King [8] sur les antennes missiles a été calculée à l'époque en négligeant les pertes dans les lignes constituant l'antenne ($\alpha = 0$) et dans les terminaisons ($\rho_1 = 0, \rho_2 = 0$), cette résistance est donnée par la formule suivante.

$$R_{ray [8]} = 120(\beta h)^2 [0,5(1 + K_1^2 + K_2^2) - A_1 - A_2 - B] \quad (\text{II. 36})$$

Avec,

$$K_{1,2} = \frac{\cos(\beta L_{1,2} + \varphi_{1,2})}{\sin(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2)} \quad (\text{II. 37 (a)})$$

$$A_{1,2} = K_{2,1} \sin \varphi_{1,2} \frac{\sin \beta L_{1,2}}{\beta L_{1,2}} \quad (\text{II. 37 (b)})$$

$$B = K_1 K_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2) \frac{\sin \beta L}{\beta L_1} \quad (\text{II. 37 (c)})$$

L'efficacité de rayonnement de l'antenne de conducteur de diamètre $a = 1\text{mm}$, une hauteur h variable, et une longueur totale $L = \lambda_c/4$ ($L_1 = L/20$) est tracée sur la **Figure II. 19** en fonction de la fréquence. Le modèle analytique (TL en pointillés) et les résultats de simulations MWS (en trait plein) vérifient la limite fondamentale des antennes électriquement petites [6] ; ainsi, le fait d'augmenter la hauteur, augmente l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Le modèle est à 95% précis par rapport aux simulations EM. Cependant les résultats du modèle montrent un pic d'efficacité à la fréquence de résonance de l'antenne. Ce pic n'a pas d'existence physique. L'inexistence de ce pic a été démontrée en utilisant le concept de conservation de l'énergie : connaissant la puissance incidente, celle réfléchiée par désadaptation, les pertes dans la ligne et celles dans les extrémités (CC et CO) on en déduit la puissance rayonnée.

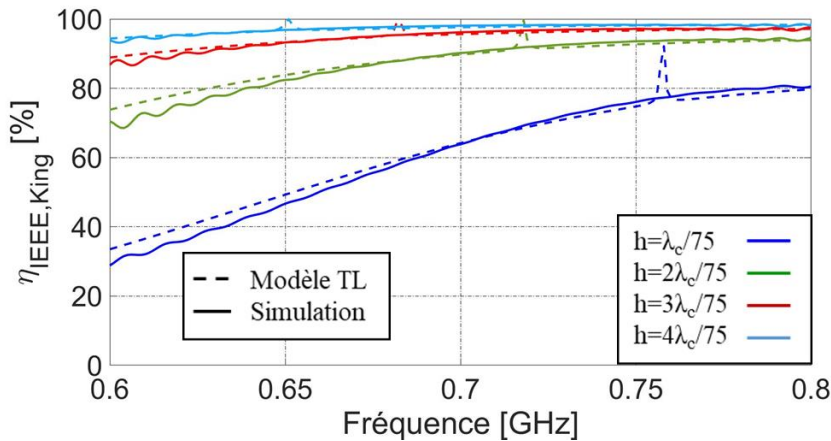


Figure II. 19 : Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA pour une résistance de rayonnement calculée sous l'hypothèse pertes négligeables [8].

En effet, pour une antenne miniature, l'hypothèse de pertes négligeables n'est plus valable car la conductivité limitée commence à avoir un impact sur les performances de l'antenne. A la résonance, la puissance rayonnée devient élevée par rapport aux puissances dissipées (pertes) due à l'hypothèse de pertes nulles dans le calcul de la résistance du rayonnement, ce qui explique la brusque remontée locale d'efficacité à la résonance.

Pour cette raison, la résistance de rayonnement R_{ray} doit être recalculée en se référant à [8], mais cette fois toutes les pertes dans la structure de l'antenne sont prises en compte. Les étapes de calcul de la résistance de rayonnement (calcul de vecteur potentiel, calcul et intégration du vecteur de Poynting) sont détaillées dans l'**Annexe D**. La formule généralisée de la résistance de rayonnement tenant compte des pertes dans la structure de l'IFA est un second apport majeur du modèle proposée dans cette thèse. Sans rentrer dans les détails, l'introduction

des pertes nécessite l'utilisation des fonctions trigonométriques hyperboliques dans chacun des termes, ce qui conduit à une expression relativement complexe donnée par,

$$R_{ray} = \frac{60(\beta h)^2}{|\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)|^2} [K + K'_1 + K'_2 + A'_1 + A'_2 + B'] \quad (\text{II. 38})$$

Où,

$$K = \sinh^2(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos^2(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) + \cosh^2(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin^2(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) \quad (\text{II. 39})$$

$$K'_{1,2} = \frac{1}{2\alpha L_{1,2}} \sinh(2\alpha L_{1,2}) [C_{1,3}^2 + C_{2,4}^2 + D_{1,3}^2 + D_{2,4}^2]$$

$$A'_{1,2} = \frac{\alpha + j\beta}{(\alpha^2 + \beta^2)L_{1,2}} \sinh((\alpha - j\beta)L_{1,2})$$

$$\cdot [\sinh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (C_{1,3} + j C_{2,4})$$

$$+ \cosh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (-C_{2,4} + j C_{1,3})]$$

$$+ \frac{\alpha - j\beta}{(\alpha^2 + \beta^2)L_{1,2}} \sinh((\alpha + j\beta)L_{1,2})$$

$$\cdot [\sinh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (C_{1,3} - j C_{2,4})$$

$$+ \cosh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (-C_{2,4} - j C_{1,3})]$$

$$B' = (J_1 - jJ_2) \left[\frac{\alpha(L_2 - L_1) - j\beta(L_2 + L_1)}{(\alpha(L_2 - L_1))^2 + (\beta(L_2 + L_1))^2} \right] \cdot \sinh(\alpha(L_2 - L_1) + j\beta(L_2 + L_1))$$

$$+ (J_1 + jJ_2) \left[\frac{\alpha(L_2 - L_1) + j\beta(L_2 + L_1)}{(\alpha(L_2 - L_1))^2 + (\beta(L_2 + L_1))^2} \right] \cdot \sinh(\alpha(L_2 - L_1) - j\beta(L_2 + L_1))$$

$$J_1 = C_1 C_3 + C_2 C_4 - D_1 D_3 - D_2 D_4$$

$$J_2 = C_1 C_4 - C_2 C_3 + D_1 D_4 - D_2 D_3$$

$$C_{1,3} = -\frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2})$$

$$+ \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

$$C_{2,4} = -j\frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2})$$

$$- \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

$$D_{1,3} = \frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2})$$

$$+ \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

$$D_{2,4} = -j\frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2})$$

$$- \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

Pour les mêmes dimensions de l'antenne simulée, La **Figure II. 20** montre que la nouvelle expression de la résistance de rayonnement donne une courbe d'efficacité plus physique et sans artefact du pic d'efficacité à la résonance. Avec une erreur de moins de 0.05%, le modèle est capable de reproduire avec précision l'efficacité de rayonnement comparés aux simulations MWS pour différentes géométries d'antenne.

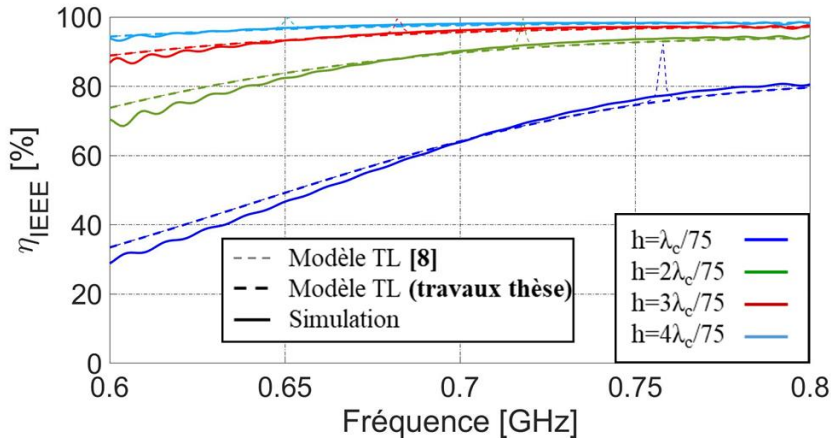


Figure II. 20 : Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA pour une résistance de rayonnement calculée sous l'hypothèse pertes négligeables [8] et en tenant compte des pertes.

La Figure II. 21 montre l'évolution de l'efficacité de rayonnement η_{IIEEE} , du modèle et de la simulation, pour des dimensions fixes d'antenne et en fonction de la conductivité de l'antenne. Pour le cas d'une antenne à conductivité élevée, l'efficacité de rayonnement dépasse 95% sur toute la bande de fréquence (courbe bleu foncée). Cette efficacité se dégrade avec la diminution de la conductivité. Le modèle arrive à suivre avec précision les courbes de la simulation, mais commence à diverger au-delà de la résonance. Cette divergence est négligeable pour les hautes conductivités (courbe bleu foncée, $\sigma = 5.88 \cdot 10^7$) et augmente avec la diminution de la conductivité.

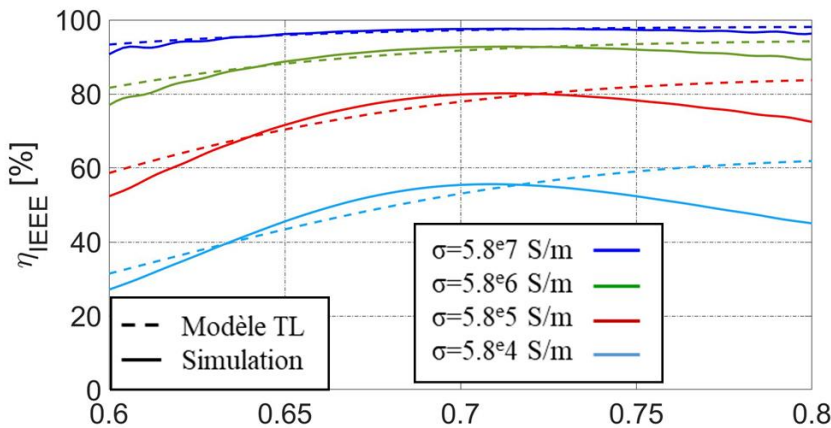


Figure II. 21 : Efficacité de rayonnement de l'antenne IFA de dimension $a = 1$ mm, $h = \lambda_c/20$ et $L = \lambda_c/4$ pour différentes valeurs de conductivité σ .

4.2.1 Conductivité et limites fondamentales de l'antenne :

Comme déjà présenté dans le premier chapitre, le travail de Chu sur l'étude des limitations fondamentales des antennes électriquement petites [6] est bien connu. Dans son travail et les travaux qui l'ont suivi, la valeur minimale du facteur de qualité Q est liée à l'efficacité de rayonnement de l'antenne et à ses dimensions maximales telles qu'elles sont données dans l'équation suivante,

$$min,Chu = \eta_{IEEE} \left(\frac{1}{k^3 r_{chu}^3} + \frac{1}{k r_{chu}} \right) \quad (\text{II. 40})$$

Où $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde et r_{chu} est le rayon de la plus petite sphère englobant l'antenne (sphère de Chu, voir **Problématique I**).

En d'autres termes, pour des dimensions d'antenne fixes (r_{chu} est constant), et en se référant à l'équation **(II. 40)**, le rapport du facteur de qualité sur l'efficacité de rayonnement à la résonance devient,

$$\frac{Q_{min,Chu}}{\eta_{IEEE}} = \text{constante} \quad (\text{pour } k r_{chu} \text{ fixe}) \quad (\text{II. 41})$$

La formule **(II. 41)** exprime la valeur minimale du Q atteignable pour une dimension fixe d'une antenne miniature. Aucune hypothèse n'est faite sur la nature du matériau qui est utilisé pour concevoir l'antenne. C'est-à-dire que le rapport Q/η_{IEEE} est indépendant de la conductivité σ du matériau de l'antenne.

Pour l'antenne étudiée dans les **Figure II. 18** et **Figure II. 21**, ayant un $r_{chu} \approx 0.13\lambda_c$ ($L = \lambda_c/4$ et $2h = \lambda_c/10$) et $k = 2\pi/\lambda_c$, le rapport Q/η_{IEEE} doit avoir une valeur minimale d'environ 2.85.

Afin de vérifier l'indépendance des limites fondamentales de la conductivité, le facteur de qualité est calculé pour différentes valeurs de conductivité. Ce facteur de qualité est évalué numériquement à partir des courbes de l'impédance d'entrée tracée sur la **Figure II. 18**. La relation entre le facteur de qualité et l'impédance d'entrée est donnée dans l'équation **(I. 9)** du **Chapitre I**.

La **Figure II. 22** montre la variation de la valeur du rapport Q/η_{IEEE} en fonction de la conductivité de l'antenne. Ce rapport est calculé à partir des résultats (impédance de d'efficacité) du modèle d'antenne et de la simulation MWS.

En comparant d'abord le modèle TL et les résultats de la simulation, et comme le montre la **Figure II. 22**, la différence entre les deux rapport est d'environ 15. Ceci est principalement dû à l'erreur d'amplitude d'impédance d'entrée entre le modèle et le simulation (voir **Figure II. 18**). L'erreur entre le modèle TL et la simulation MWS augmente en fonction de la conductivité. En changeant la conductivité du matériau de l'antenne simulée, le rapport Q/η_{IEEE} reste constant, ce qui confirme la relation **(II. 41)**. Comme pour les résultats du modèle TL, la diminution de la valeur de la conductivité entraîne une petite augmentation du rapport Q/η_{IEEE} . Cette variation pourrait être causée par l'erreur accrue en efficacité pour les antennes à faible conductivité (**Figure II. 21**). Cependant, la variation du rapport Q/η reste dans un intervalle limité acceptable pour confirmer la théorie. Le modèle TL développé parvient donc à reproduire la phénoménologie des antennes compactes.

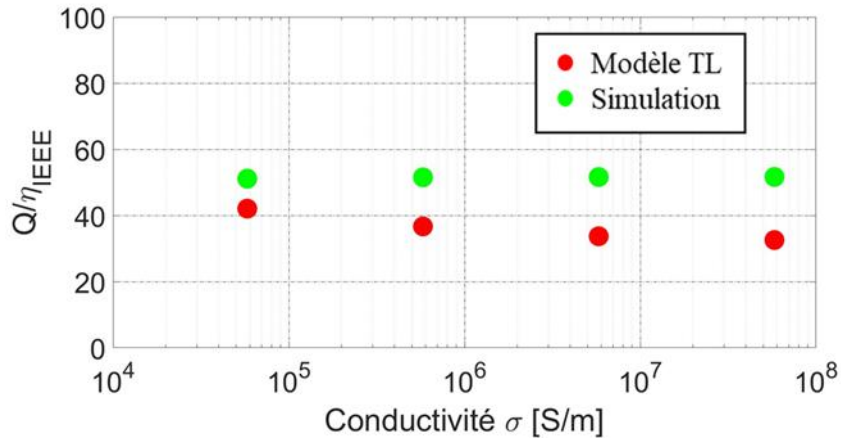


Figure II. 22 : Le rapport Q/η_{IIEEE} , pour une antenne à dimensions fixe ($kr_{chu} = 0.85$), en fonction de la conductivité σ – Modèle vs. Simulation MWS.

5 Réalisation et mesure des prototypes

Pour conclure sur la validation expérimentale du modèle proposé, nous présentons dans cette partie les résultats de mesure de prototypes d'antenne IFA filaire non chargée en termes d'impédance et de rayonnement. Les prototypes d'antenne filaire, réalisés avec des conducteurs cylindriques en cuivre de diamètre $a = 2.2$ mm, sont présentés sur la **Figure II. 23**. Le **Tableau II. 2** présente les dimensions des différents prototypes. Comme l'antenne en théorie est supposée être sur un plan de masse infini, le prototypage présente une IFA avec son image (antenne différentielle). Pour être capable de réaliser une mesure précise de cette antenne en différentielle, des paires de cordons coaxiaux identiques équipés de connecteurs SMA ont été également fabriqués et soudés à l'antenne. Ces cordons coaxiaux sont "compensés" pour remonter à l'impédance dans le plan de référence de l'excitation de l'IFA.

5.1 Impédance d'entrée



Figure II. 23 : Photographie des deux prototypes réalisés (a) Prototype *P1* (b) Prototype *P2* .

Tableau II. 2 : Dimensions des prototypes d'antennes réalisés

	Antenne <i>P1</i>	Antenne <i>P2</i>	
Diamètre a	2.2 mm	2.2 mm	
Mi-hauteur h	16.1 mm	16.1 mm	
Longueur L	77.6 mm	77.6 mm	
Distance exc/cv L_1	3.8 mm	10 mm	
gap	6.2 mm	6.2 mm	

La mesure d'impédance des prototypes a été faite à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (Vector Network Analyzer, VNA, le ZVB8 de R&S) placé dans une chambre anéchoïde en suivant les étapes ci-dessous :

- 1) Caractérisation de la matrice S (quadripôle) des cordons coaxiaux avant de les souder à l'antenne, par mesure sous condition de court-circuit puis de charge 50Ω .
- 2) Mesure de la matrice S (quadripôle) du système antenne-cordons.
- 3) Calcul des paramètres S de l'antenne seule après "de-embedding" des deux cordons.
- 4) Calcul de l'impédance différentielle $Z_{in,diff}$ de l'antenne à partir de sa matrice S selon la formule suivante [27], [28] (En supposant que l'antenne est symétrique).

$$Z_{in,diff} = 2R_0 \frac{(1 - S_{12})^2 - S_{11}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2} \quad (\text{II. 39})$$

Où R_0 est l'impédance caractéristique du cordon coaxial ($R_0 = 50\Omega$).

Le coefficient de réflexion de l'antenne est donné par,

$$S_{11,diff} = \frac{Z_{in,diff} - \text{conj}(Z_{ref})}{Z_{in,diff} + Z_{ref}} \quad (\text{II. 40 (a)})$$

$$S_{11,diff} [dBi] = 20 \log_{10}(|S_{11,diff}|) \quad (\text{II. 40 (b)})$$

Où Z_{ref} est l'impédance de référence à laquelle l'antenne devra être adaptée (ici $Z_{ref} = 2R_0$ soit 100Ω)

Les **Figure II. 24 (a)** et **Figure II. 25 (a)** montrent la variation fréquentielle de l'impédance d'entrée des deux prototypes d'IFA filaires **P1** et **P2** respectivement. Les résultats des mesures d'impédance sont comparés avec la simulation MWS et avec le modèle analytique proposé. Les résultats en adaptation d'impédance S_{11} des deux antennes sont aussi comparés sur la **Figure II. 24 (b)** et **Figure II. 25 (b)**.

Pour les deux antennes, une différence entre 0.3 % et 0.8 % au niveau de la fréquence de résonance est notée entre les simulations et les mesures. Cette erreur relativement faible est vraisemblablement due aux imperfections de montage du prototype dont les différentes parties et l'assemblage ont été réalisées manuellement.

Sur la **Figure II. 24 (a)**, le modèle Matlab présente une erreur en fréquence de 1.7 % et 2 % par rapport au prototype et à la simulation respectivement. Aussi, on peut voir que l'erreur en amplitude est importante par rapport à la simulation/mesure. Cela peut être expliqué par le fait que ce prototype a été conçu pour avoir une impédance d'entrée (différentielle) proche de 100Ω à la résonance, ce qui nécessite que la sonde d'excitation soit proche du court-circuit. Cette proximité augmente les effets de couplages entre l'excitation et la ligne court-circuitée, ce qui augmente l'erreur entre modèle/simulation (ces effets de couplage ne sont pas pris en compte dans le modèle). Ce phénomène de couplage non représenté dans le modèle explique aussi la surestimation de la partie imaginaire du modèle par rapport à la simulation en basse fréquence (différence de 100Ω en partie imaginaire X_{in} à 600 MHz entre le modèle et la simulation/mesure).

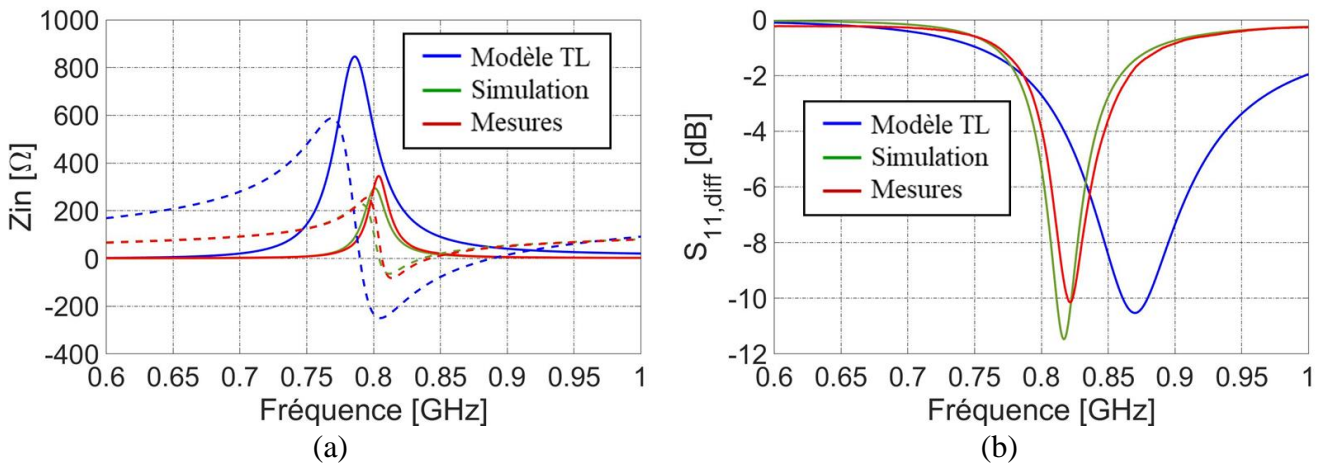


Figure II. 24 : Prototype antenne **P1** (a) Impédance d'entrée Z_{in} de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

En éloignant la sonde d'excitation du court-circuit ($L_1 = 10$ mm) tout en gardant les mêmes dimensions du prototype **P1**, la **Figure II. 25 (a)** montre que le modèle d'impédance de l'antenne **P2** est bien plus proche des résultats de simulation et de mesure. L'erreur en amplitude est très faible, et l'erreur en fréquence est alors réduite à moins de 0.5%. Ceci est expliqué par le fait d'augmenter la distance entre la sonde d'excitation et le court-circuit de façon à réduire le couplage mutuel entre les deux conducteurs, lequel n'est pas introduit dans le modèle actuel.

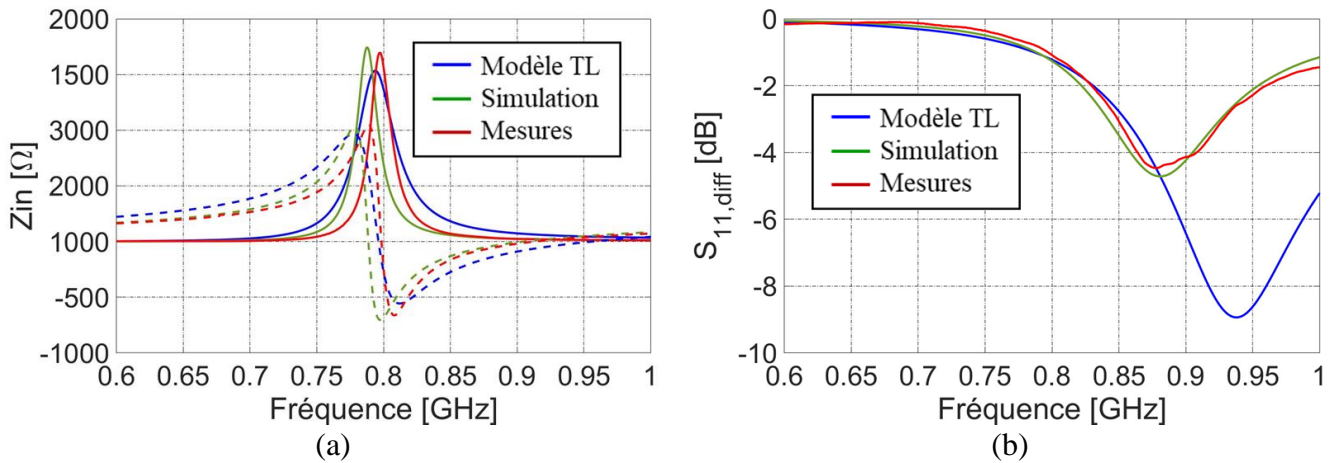


Figure II. 25 : Prototype antenne **P2** (a) Impédance d'entrée Z_{in} de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

5.2 Gain et efficacité

Afin de caractériser le rayonnement de l'antenne, nous avons mesuré le gain réalisé dans une chambre anéchoïde par la méthode comparative avec une antenne de référence [2]. Afin de réduire les erreurs dues à la présence de câbles coaxiaux métalliques, les mesures sont réalisées avec un dispositif de conversion RF/Optique. Cette technique de mesure évite la circulation de courant sur les câbles coaxiaux de mesure susceptibles de perturber le rayonnement de l'antenne miniature [29].

A partir du gain réalisé, l'efficacité totale de l'antenne (avec les câbles) η_{totale} est calculée à partir de la formule suivante [2],

$$\eta_{totale} = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} G_{réalisé}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (\text{II. 41})$$

Où θ et φ sont respectivement l'angle d'élévation et l'angle azimut dans repère à coordonnées sphériques.

Les **Figure II. 26 (b)** et **(c)** montrent le gain total réalisé suivant les plans de coupe $\varphi = 0^\circ$ (xOz) et $\varphi = 90^\circ$ (yOz) à la fréquence de 800 MHz en simulation et en mesure. Les diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure ont les mêmes tendances. Toutefois

une différence de 2.5 dBi dans le plan (xOz) et 0.6 dBi dans le plan (yOz) est observée. Pour la forme du diagramme de rayonnement, nous observons que l'antenne ne possède pas un rayonnement dipolaire classique (omnidirectionnel). En effet, comme l'antenne est en version différentielle, son diagramme de rayonnement se rapproche d'une antenne en U [30]. Il est démontré qu'une antenne en U, ayant une longueur de $\lambda/4$ et une hauteur h très faible par rapport à la longueur d'onde, a tendance à rayonner sa puissance de manière quasi isotrope en champ lointain. Ce rayonnement isotopique s'explique comme le résultat de combinaison de deux dipôles ; la sonde d'excitation (dipôle vertical) superposée avec les brins de l'antenne (dipôles horizontaux). Aussi, le diagramme de l'antenne mesuré dans le plan xOz n'est pas parfaitement symétrique par rapport l'axe 0x du fait que l'antenne différentielle fabriquée manuellement n'est pas parfaitement symétrique. La symétrie est mieux respectée dans le plan yOz.

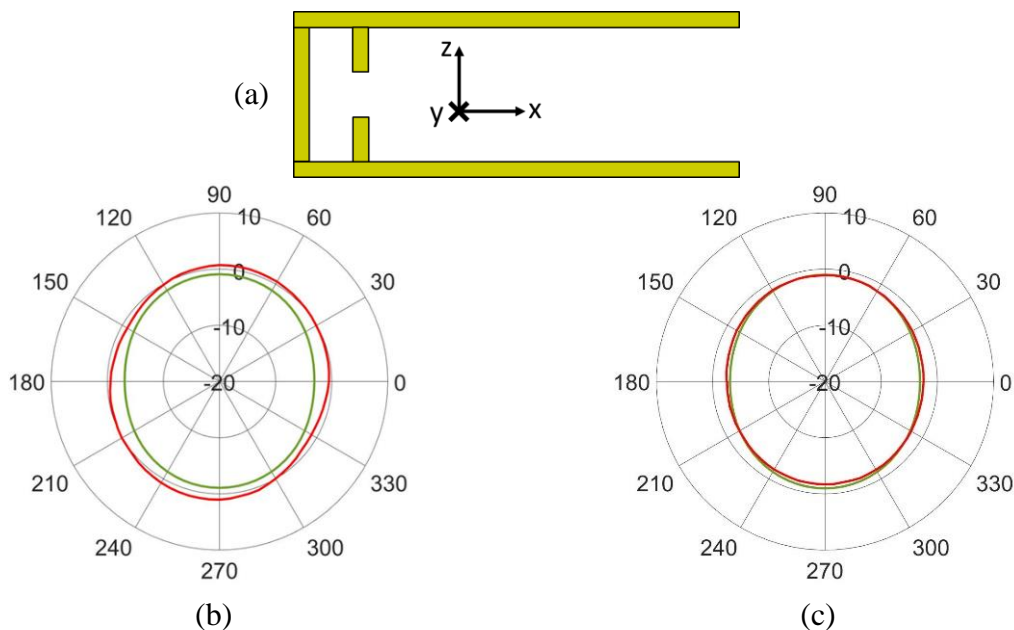


Figure II. 26 : Gain total réalisé dans les plans (a) xOz et (b) yOz respectivement à la fréquence 800 MHz. Comparaison mesure (rouge) et simulation (vert).

Dans le modèle d'antenne, l'efficacité totale est calculée à partir de l'expression de l'efficacité de rayonnement de l'IFA développée dans la **Section 4**.

$$\eta_{totale} = \left(1 - |S_{11,diff}|^2\right) \eta_{IEEE} \quad (\text{II. 42})$$

La **Figure II. 27** montre compare l'efficacité totale mesurée des deux antenne **P1** et **P2** à celles simulées avec MWS et calculés par le modèle. Les niveaux d'efficacité maximales sont très proches. Le décalage en fréquence entre l'efficacité totale issue du modèle et celles de la simulation/mesure est en accord avec le décalage fréquentiel observé sur les coefficients de réflexion (voir **Figure II. 24 (b)** et **Figure II. 25 (b)**). Les pics d'efficacité sur les résultats de mesure avant la résonance sont des artefacts non physiques qui semblent introduits par une instabilité anormale du transpondeur optique/radiofréquence utilisé lors des mesures.

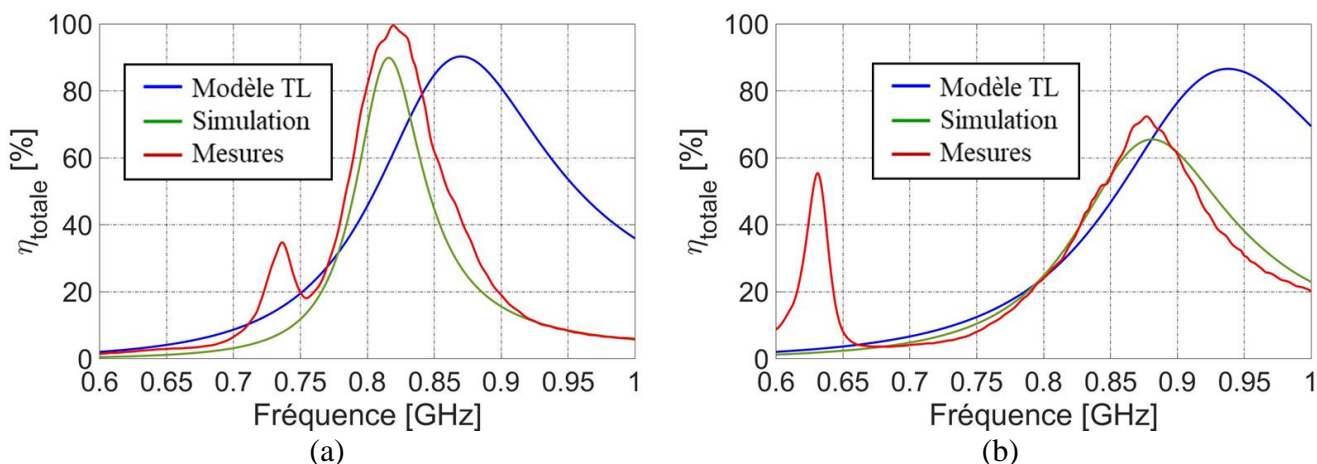


Figure II. 27 : Efficacité totale de l'antenne (a) *P1* et (b) *P2*. Comparaison modèle (bleu), simulation (vert) et mesure (rouge).

Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle analytique visant à prédire le comportement électrique et électromagnétique d'une antenne IFA filaire placée sur un plan de masse infinie est développé. Ce modèle est codé sous le logiciel Matlab. Le modèle électrique inclut les paramètres d'un circuit équivalent représentant les effets de bout d'une ligne de transmission chargée par un circuit ouvert et un court-circuit. Il comporte également dans le calcul de l'impédance, et pour la première fois à notre connaissance, les pertes résistives et de rayonnement dans toute la structure antennaire, démontrant une amélioration significative dans l'estimation des amplitudes de l'impédance

Dans une seconde partie, la formule complète de la résistance de rayonnement de l'antenne IFA, est calculée au moyen d'une intégration du vecteur de Poynting sur la sphère en champ lointain. L'expression de la résistance de rayonnement a alors été généralisée par rapport à la littérature en tenant compte de toutes les pertes ohmiques dans les lignes de l'antennes et ses charges en extrémité. Elle a été utilisée pour estimer les propriétés électromagnétiques de l'antenne via son efficacité de rayonnement. L'introduction des pertes a permis d'améliorer la précision du modèle en éliminant notamment une singularité du modèle à la fréquence de résonance de la structure.

Les résultats du modèle en termes d'impédance et d'efficacité de rayonnement sont comparés avec des simulations réalisées avec MWS Studio Suite en faisant varier la topologie et les propriétés des matériaux (conductivité du métal). Le modèle électrique et d'efficacité de rayonnement présente une bonne similitude des résultats avec la simulation en fonction de la fréquence pour les différents cas d'étude. On relève le besoin de modéliser un effet de couplage entre l'excitation et la ligne de court-circuit, lequel est identifié comme la cause principale du décalage fréquentiel de quelques pourcents et d'une divergence plus marquée de l'amplitude de l'impédance entre le modèle proposé et la simulation lorsque l'excitation est proche du court-

circuit (une erreur en fréquence de résonance supérieure à 3 % et une erreur en amplitude supérieure à 60 % pour $L_l \leq \lambda/80$).

Le comportement de l'impédance et d'efficacité de rayonnement est en plus étudié en fonction de la conductivité, et les résultats sont comparés à la simulation MWS. Le modèle montre la capacité à reproduire précisément l'effet de la conductivité sur l'impédance et l'efficacité du rayonnement. Ces résultats sont ensuite utilisés pour montrer la conformité du modèle et de la simulation avec les limites fondamentales des antennes électriquement petites. Il est démontré, en théorie et avec le modèle, qu'à taille d'antenne constante, la limitation de la conductivité réduit d'un même rapport l'efficacité et le facteur de qualité de sorte que le rapport Q/η reste constant comme le prédit l'équation de Chu.

La dernière partie du chapitre a été consacrée à la fabrication et l'étude expérimentale de prototypes d'antennes IFA filaires. Les résultats de mesure montrent un bon accord avec les simulations. En termes d'impédance, le modèle présente une erreur en fréquence de 2 % maximum pour le cas où l'excitation est placée proche du court-circuit. Cette erreur diminue avec l'éloignement de l'excitation pour fournir des résultats remarquablement précis. L'efficacité totale donnée par le modèle est très similaire en amplitude aux simulations/mesures, un décalage fréquentiel de 5 % par rapport aux résultats de la simulation/mesure est observable en accord avec le décalage fréquentiel du coefficient de réflexion.

Dans le chapitre suivant, le modèle théorique de l'antenne filaire sera exploité pour modéliser une antenne IFA chargée par un composant discret afin de la miniaturiser. L'étude de la position et de la topologie de la charge ainsi que la miniaturisation de l'IFA seront détaillées.

Références du Chapitre II

- [1] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component fields", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), Vol.31, 1977, pp.116-120. Autre nouvelle
- [2] C. A. Balanis « Antenna Theory Analysis and Design » 3rd Edition, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, 2005.
- [3] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis « Antennas » New York, John Wiley and Sons, Inc., London, Chapman and Hall, Limited, 1952
- [4] R. W. P. King « Transmission-Line Theory » New York, McGraw-Hill, 1955.
- [5] D. Pozar « Microwave Engineering » 4th edition, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, 2012.
- [6] L. J. Chu "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas" J. Applied Physics vol. 19 pp. 1163-1175 December 1948.
- [7] A. D. Yaghjian S. R. Best "Impedance bandwidth and Q of antennas" IEEE Trans. Antennas Propag. vol. 53 no. 4 pp. 1298-1324 Apr. 2005.

-
- [8] R. W. P. King C. W. Harrison D. W. Denton "Transmission line missile antennas" IRE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-8 no. 1 pp. 88-90 Jan. 1960.
- [9] Frequency Agile antenna for wireless communication
- [10] W. L. Stutzman and G. A. Thiele « Antenna Theory and Design » New York, John Wiley, 1998.
- [11] M. Gallo, O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta and M. Bozzetti, "Design of an inverted F antenna by using a transmission line model," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, 2011, pp. 635-638.
- [12] L. Loizou, J. Buckley, B. O'Flynn, J. Barton and C. O'Mathuna, "A transmission line model for the capacitively loaded inverted-F antenna (CLIFA)," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, 2014, pp. 1387-1390, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902037.
- [13] S. Prasad and R. W. P. King « Experimental Study of Inverted L-, T-, and Related Transmission Line Antennas ». J. Res. NBS. 65D., 1960 10.6028/jres.065D.056.
- [14] J. G. Coffin, "The Influence of Frequency upon the Self-Inductance of Coils", 1986
- [15] E. b. Rosa, "The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors", 1908
- [16] F. W. Grover, "Inductance Calculations. Working formulas and tables", 1945
- [17] A. Wheeler "Transmission-line Properties of parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet", I.E. E. E. Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 13, March 1965, pp. 172-185.
- [18] R. King and K. Tomiyasu "Terminal impedance and generalized two-wire-line theory" Proc. IRE vol. 37 pp. 1134-1139 Oct. 1949
- [19] H. E. Green, and J. D. Cashman, "End Effect in Open-Circuited Two-Wire Transmission Lines (Short Paper)", in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 34, no. 1, pp. 180–182, 1986. doi:10.1109/TMTT.1986.1133299.
- [20] H. E. Green and J. D. Cashman, "The transition line antenna revisited," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 38, no 4, pp. 575-578, April 1990.
- [21] W. J. Getsinger, "End-effects in quasi-TEM transmission lines," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 4, pp. 666-672, April 1993.
- [22] H. E. Green, J. D. Cashman and W. J. Getsinger, "A comparison of two recently proposed formulas for end capacitance in open circuited, two wire transmission lines [and reply]," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 5, pp. 921-922, May 1994.
- [23] Ramo and J. Whinnery Fields and Waves in Modern Radio New York:Wiley 1953.
- [24] R. W. King « Electromagnetic Engineering » New York, McGraw-Hill, 1945.
- [25] J. E. Storer and R. W. Kig "Radiation Resistance of a Two Wire Line" Proc. IRE, vol. 39, no. 11, pp. 1400-1412 Nov. 1951.
- [26] J. D. Kraus « Antennas » New York, McGraw-Hill, 1988.
- [27] R. Meys and F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 40, no. 6, pp. 62-65, Dec. 1998, doi: 10.1109/74.739191
- [28] T. Fukasawa, T. Yanagi, H. Miyashita and Y. Konishi, "Extended S-Parameter Method Including Radiation Pattern Measurements of an Antenna," in IEEE Transactions on

- Antennas and Propagation, vol. 60, no. 12, pp. 5645-5653, Dec. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2210181.
- [29] R. R. Lao, W. Liang, Yung-Sheng Chen and J. H. Tarng, "The use of electro-optical link to reduce the influence of RF cables in antenna measurement," 2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005, pp. 427-430 Vol. 1, doi: 10.1109/MAPE.2005.1617940.
- [30] H. Matzner and K. McDonald, Isotropic radiators, Arxiv preprint physics/0312023, 2003 - arxiv.org, 2003.

Chapitre III : Antenne IFA miniature chargée par un composant passif

Sommaire

Introduction	100
1 Miniaturisation par ajout de composants localisés.....	101
1.1 Modèles d'une antenne IFA chargée	101
1.2 Conversion Antenne filaire (conducteur cylindrique) / antenne planaire (conducteur de type ruban).....	114
1.3 Réalisation de l'antenne IFA miniature	115
2 Miniaturisation par un réseau d'adaptation d'impédance	120
2.1 Performances de l'antenne sans et avec charge sur sa structure.....	120
2.2 Adaptation de l'antenne non chargée.....	122
3 Prototypage et mesures.....	131
3.1 Prototype <i>L1</i>	131
3.2 Prototype <i>L2</i>	138
3.3 Prototype <i>L3</i>	141
Conclusion.....	143
Références du Chapitre III	144

Introduction

Dans le chapitre précédent, un modèle analytique d'antenne IFA filaire (à conducteur de section cylindrique) a été développé. Par son approche circuit (TLM), il permet l'analyse de l'impédance d'entrée et par son approche électromagnétique, l'analyse de l'efficacité de rayonnement de l'antenne en tenant compte des pertes ohmiques, des pertes de rayonnement et des effets de couplage entre les charges de terminaison et les parties lignes de transmission de l'antenne.

Ce chapitre s'articule autour de la conception d'une antenne IFA miniaturisée par ajout de composants passifs sur la structure antennaire, technique nommée Aperture Tuning en anglais. Le mot « Aperture » vient de la théorie des antennes, où l'« Aperture » (ouverture) de l'antenne est équivalente à sa surface effective [4]. Le modèle IFA du **Chapitre II** est exploité dans la première partie pour modéliser une antenne chargée par un composant passif. Différentes topologies et positions du composant sur l'antenne sont analysées afin de trouver celles qui donnent les meilleures performances. Une conversion antenne filaire/antenne ruban

est aussi présentée. La deuxième partie présente une comparaison entre la technique de miniaturisation par ajout de composant sur la structure et la miniaturisation via l'utilisation d'un circuit d'adaptation d'impédance. La dernière partie du chapitre présente la conception et la mesure des prototypes d'antenne miniature chargée. Ces prototypes sont conçus pour être réalisés par gravure sur substrat diélectrique pour assurer une bonne précision de réalisation. Les résultats de mesures sont comparés avec ceux de la simulation EM.

1 Miniaturisation par ajout de composants localisés

Jusqu'à présent, l'antenne étudiée précédemment présentait une longueur de 93.75 mm ($\lambda/4$ à 800 MHz), ce qui peut encore être miniaturisée. Afin de réduire la longueur de l'antenne et maintenir une résonance dans la bande 868 MHz, un composant de charge peut être introduit sur la structure de l'antenne. A noter que l'objectif final sera d'avoir une antenne miniature couvrant la bande de 863 MHz à 876 MHz.

Dans le **Chapitre I**, différentes techniques de miniaturisation ont été présentées et comparées (voir **Tableau I. 5**). Pour une antenne IFA à hauteur donnée, la technique la plus simple et la plus efficace est d'introduire un élément localisé sur la structure d'antenne.

La structure de l'antenne peut être chargée par un composant placé en série ou en parallèle, dans la partie ouverte ou la partie fermée, proche ou loin de la sonde d'excitation. La **Figure III. 1** présente les différentes possibilités de charger l'antenne IFA.

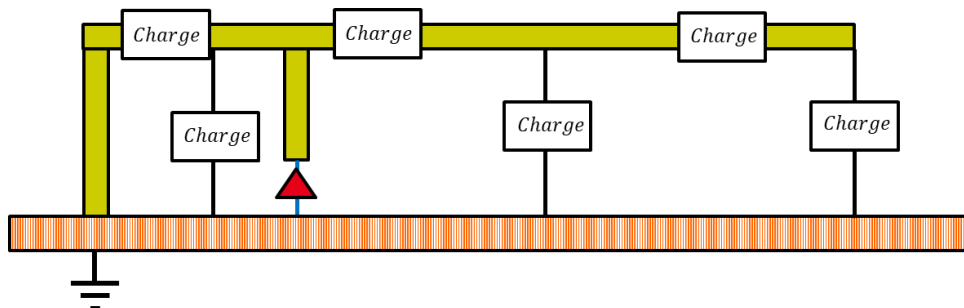


Figure III. 1 : Les différentes positions d'une charge placée sur la structure d'une antenne F inversée.

1.1 Modèles d'une antenne IFA chargée

Dans cette partie, le modèle IFA déjà étudié et validé dans le précédent chapitre a été modifié de façon à pouvoir introduire une charge à n'importe quel point de la structure antennaire. Deux nouveaux modèles d'antenne IFA chargée ont été obtenus. Ces modèles représentent respectivement une antenne chargée par un composant placé en série (le composant est placé en série le long d'un brin) sur les lignes de l'antenne, et une antenne chargée par un composant placé en parallèle (le composant est placé entre un point du brin supérieur et son équivalent sur le brin inférieur).

Dans ce qui suit, le composant de charge sera étudié en le plaçant dans la section ouverte de l'antenne. En effet la partie terminée par un court-circuit de l'IFA présente un courant plus élevé que celle terminée par un circuit ouvert, ce qui peut induire plus de puissance perdue dans une partie résistive du composant de charge placée dans la section court-circuitée. En plus, la partie court-circuitée est beaucoup plus courte que la partie ouverte ($L_1 < L_2$), ce qui positionne le composant proche de la sonde d'excitation (courant élevé à l'entrée).

1.1.1 Antenne IFA chargée en série

La **Figure III. 2 (a)** montre le circuit équivalent d'une antenne IFA filaire chargée par une impédance Z_{charge} placée sur les lignes de la partie ouverte de l'antenne. Pour les deux cas où Z_{charge} est placée en série ou en parallèle par rapport aux lignes de l'antenne, la structure de l'antenne est divisée en deux parties. Une première partie avant l'impédance de charge (à droite de la ligne en pointillé verte), modélisée comme une ligne de transmission ayant une impédance d'entrée Z'_{co} , et une deuxième modélisée comme une antenne IFA terminée par les deux impédances Z_1 et Z_2 . Le modèle de l'antenne IFA est codé en trois étapes.

- **Étape 1** : Calcul de l'impédance d'entrée Z'_{co} de la ligne de transmission de longueur L'_2 , terminée par un circuit ouvert,

$$Z'_{co} = Z_{ch} \frac{(Z_{co} + R_{ray,co}) + Z_{ch} \tan h(\gamma_{L_2'} L_2')}{Z_{ch} + (Z_{co} + R_{ray,co}) \tan h(\gamma_{L_2'} L_2')} \quad (\text{III. 1})$$

Avec,

$$\gamma_{L_2'} = \sqrt{(r_i + r_{ray,L_2'} + j l_e \omega)(g + j c \omega)} \quad (\text{III. 2})$$

- **Étape 2** : Calcul de l'impédance équivalent Z_2 vue à l'extrémité de la section d'antenne de longueur L_2'' . Pour une charge placée en série, cette impédance est donnée par,

$$Z_2 = Z_{co}' + 2 \cdot Z_{charge} \quad (\text{III. 3})$$

- **Étape 3** : Calcul de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA terminée par Z_1 et Z_2 selon l'étude faite dans le chapitre précédent.

Les **Figure III. 2 (b)** et **(c)** montrent l'impédance d'entrée d'une IFA filaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs d'impédance de charge. L'antenne est constituée d'un conducteur cylindrique de diamètre a de 1 mm, présente une mi-hauteur h de 10 mm et une longueur totale de ~ 94 mm. L'excitation est placée à $L_1 = L/20$. Une capacité C_{charge} variable entre 0.5 et 4 pF ayant une résistance série (ESR) fixe de 1Ω est placée en série avec les brins de l'antenne à mi-distance entre l'excitation et le circuit ouvert ($L_2' = L_2'' = L_2/2$). Par rapport à la simulation, l'erreur du modèle en termes d'amplitude d'impédance augmente avec la valeur de C_{charge} . Pour les différentes valeurs de capacité de charge, une erreur inférieure à 0.6% en fréquence est notée. On note que dans cette position, la capacité de charge décale la résonance de l'antenne vers les hautes fréquences et ne contribue pas à miniaturiser l'antenne. La capacité de charge "sectionne" la longueur du brin résonant de l'antenne.

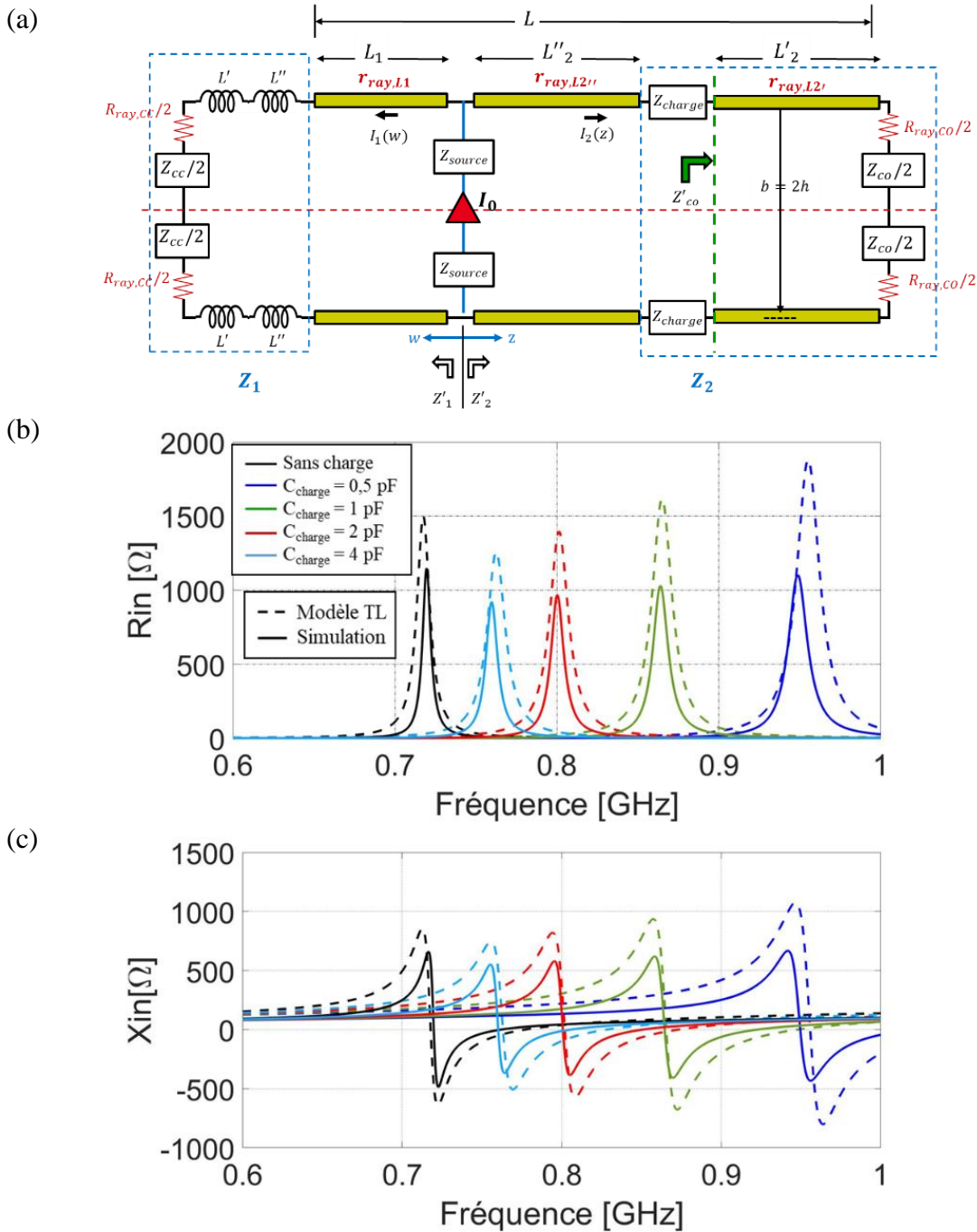


Figure III. 2 : (a) Schématisation de l'antenne IFA chargée par un composant Z_{charge} placé en série (b) Partie réelle et (c) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de Z_{charge} .

Concernant l'aspect électromagnétique de l'antenne chargée, l'efficacité de rayonnement de cette antenne est aussi calculée en séparant l'antenne en deux parties : Une ligne de transmission bifilaire (TWL) de longueur L_2' ayant une résistance de rayonnement $R_{ray,TWL}$ et une résistance de pertes ohmiques $R_{pertes,TWL}$ données par [25],

$$R_{ray,TWL} = \frac{Z_{air}}{4\pi} (\beta b)^2 \cdot \frac{\cosh(\alpha L + 2\rho'_{L2'})}{|\cosh(\gamma L) + \theta'_{L2'}|^2} \cdot \left[\cosh(\alpha L) - \frac{\sin(2\beta L)}{2\beta L} \right] \quad (III. 4)$$

$$P_{pertes,TWL} = \frac{1}{\alpha} r_i \frac{\cosh(\alpha L_2' + 2\rho_2') \sinh(\alpha L_2')}{|\sinh(\gamma L_2' + \theta_2')|^2} - \frac{1}{\beta} r_i \frac{\cos(\beta L_2' + 2\varphi_2') \sin(\beta L_2')}{|\sinh(\gamma L_2' + \theta_2')|^2} \quad (\text{III. 5})$$

La deuxième partie est l'antenne IFA conventionnelle de longueur $L_1 + L_2''$, ayant une résistance de rayonnement $R_{ray,IFA}$, ainsi que les résistances des pertes ohmiques calculée dans le **Chapitre II** en se référant à [8]. L'efficacité de rayonnement de l'antenne IFA chargée est donnée par,

$$\eta_{IEEE} = \frac{P_{ray,IFA} + P_{ray,TWL}}{(P_{ray,IFA} + P_{pertes,L1} + P_{pertes,L2''}) + (P_{ray,TWL} + P_{pertes,TWL}) + 2P_{charge} + P_{cc}} \quad (\text{III. 6})$$

Avec,

$$P_{ray,TWL} = \frac{1}{2} R_{ray,TWL} |I_2(L_2'')|^2 \quad (\text{III. 7 (a)})$$

$$P_{pertes,L2'} = \frac{1}{2} R_{pertes,L2'} |I_2(L_2'')|^2 \quad (\text{III. 7 (b)})$$

L'évolution de l'efficacité de rayonnement (IEEE) de l'antenne IFA en fonction de la fréquence est tracée sur la **Figure III. 3** pour différentes valeurs de la capacité série. Pour toutes les valeurs de la capacité, l'efficacité IEEE du modèle est précise avant et autour de la résonance et commence à être surestimée par rapport à la simulation de quelques % (<5 %) pour les valeurs les plus grandes de capacités vers les hautes fréquences.

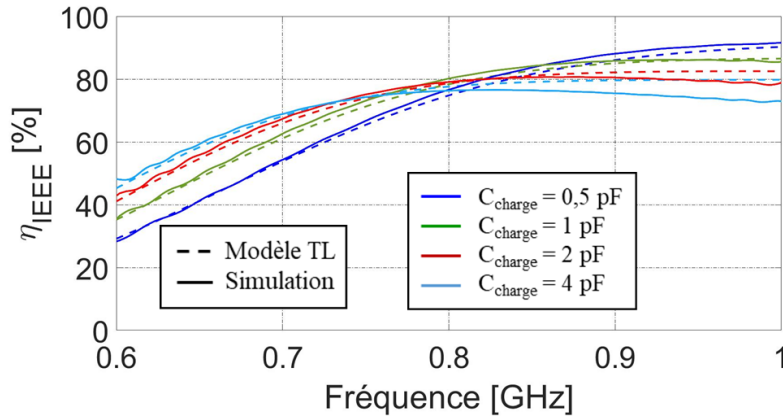


Figure III. 3 : Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la capacité de charge série ($ESR_{charge} = 1 \Omega$).

Pour les différentes valeurs de la capacité de charge, le facteur de qualité $Q_{antenne}$ de l'antenne est calculé à la résonance en fonction de celui du composant de charge Q_{charge} . A noter que l'expression facteur de qualité de l'antenne est calculée à partir de son impédance d'entrée selon la formule suivante [7] (voir **Chapitre I**)

$$Q_{antenne}(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R_{in}(\omega_0)} |Z_{in}'(\omega_0)| \quad (\text{III. 8})$$

Où ω_0 est la pulsation à la résonance ($\omega_0 = 2\pi f_0$).

Ce facteur de qualité est étudié en fonction de celui du composant de charge Q_{charge} donné par,

$$Q_{charge} = \frac{|X_{charge}|}{ESR_{charge}} ; X_{charge} = \frac{1}{C_{charge}\omega} \quad (\text{III. 9})$$

En effet, comme l'ESR de la charge est fixée à 1Ω dans cette partie, le facteur de qualité Q_{charge} (du modèle et de la simulation) est calculé en fonction de la valeur de la capacité de charge (allant de 0.5 pF à 4 pF) et de la fréquence de résonance correspondante ($Q_{charge} = 1/C_{charge}*\omega$). Comme le modèle d'antenne et la simulation présentent de faibles différences en fréquence de résonance, le facteur Q_{charge} calculé est presque le même pour le modèle et la simulation.

Le facteur de qualité de l'antenne à la résonance est tracé sur la **Figure III. 4**. La divergence entre le facteur de qualité du modèle et celui de la simulation augmente avec l'augmentation de la valeur de la capacité (diminution du Q_{charge}). Cette divergence est causée par l'erreur existant en amplitude d'impédance d'entrée entre le modèle et la simulation.

La courbe du facteur de qualité de l'antenne simulée montre que le facteur de qualité de l'antenne est bien impacté par les caractéristiques de la capacité. Si le facteur de qualité de la capacité augmente (valeur de la capacité, du ESR ou de la fréquence ω diminue – voir équation (III. 9)), le facteur de qualité de l'antenne diminue. En plus, comme déjà montré sur la **Figure III. 2**, l'augmentation de la valeur de la charge fait résonner l'antenne à des fréquences plus basses, ce qui augmente le facteur de qualité de l'antenne. Pour cette raison, un des critères sur le choix de la capacité sera le facteur de qualité de l'antenne c'est à dire sa bande passante instantanée requise.

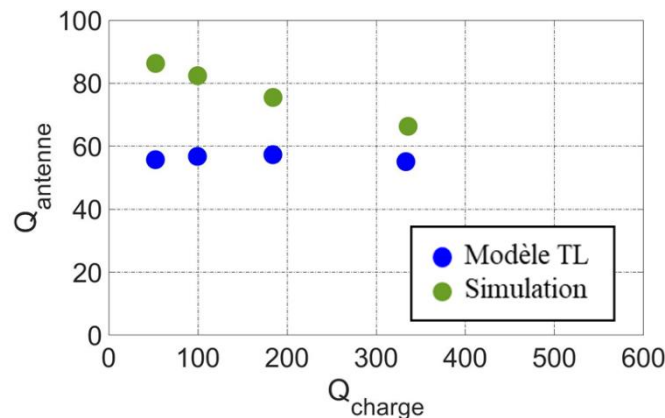


Figure III. 4 : Facteur de qualité de l'antenne $Q_{antenne}$ en fonction du facteur de qualité de l'impédance de charge Q_{charge} en série. Le Q_{charge} est calculé en fonction de la valeur de la capacité de charge (0.5, 1, 2 et 4 pF) et de la fréquence de résonance correspondante et obtenue du modèle et de la simulation.

1.1.2 Antenne IFA chargée en parallèle

La **Figure III. 5** montre le modèle d'une antenne IFA chargée par une impédance en parallèle. Les mêmes étapes de calcul d'impédance d'entrée et de l'efficacité de rayonnement sont appliquées dans le cas d'une antenne chargée par un composant placé en parallèle, avec,

$$Z_2 = \frac{Z_{co}'(2Z_{charge})}{Z_{co}' + 2Z_{charge}} \quad (III. 10)$$

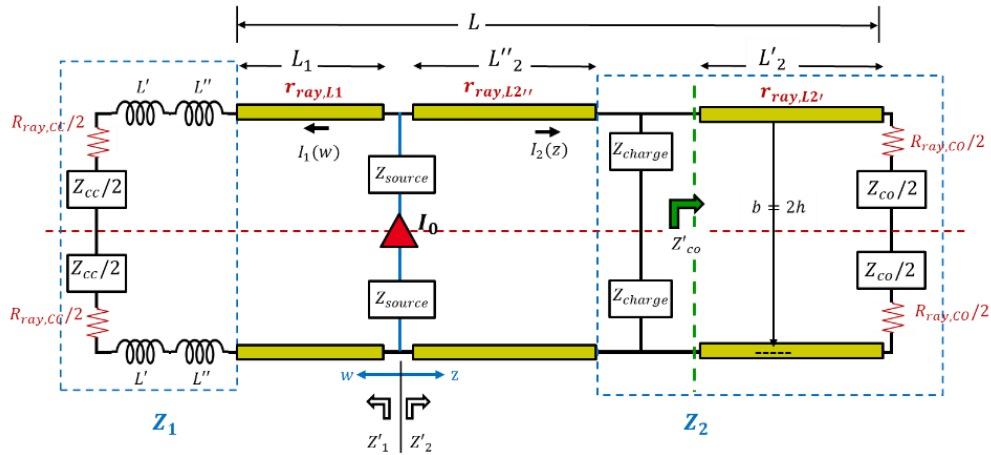
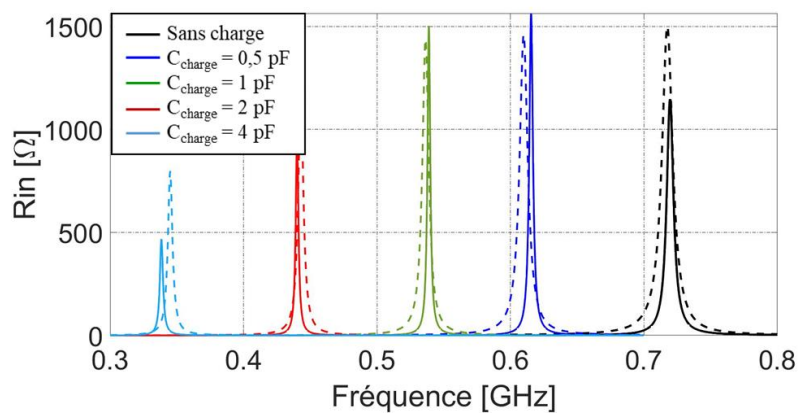


Figure III. 5 : Schématique de l’antenne IFA filaire chargée par un composant Z_{charge} placé en parallèle.

Pour les mêmes dimensions de l’antenne de la **Figure III. 2**, L’évolution de l’impédance d’entrée de l’antenne IFA est tracée en fonction de la fréquence, mais cette fois la capacité de charge est placée en parallèle à mi-distance entre la sonde d’excitation et le circuit ouvert. La **Figure III. 6** montre la partie réelle et imaginaire de l’impédance d’entrée pour les différentes valeurs de la capacité. L’augmentation de la valeur de la capacité fait décaler la résonance vers les basses fréquences et contribue à réduire ses dimensions électriques. Le modèle d’antenne chargée en parallèle arrive à reproduire la variation de l’impédance avec une erreur fréquentielle inférieure à 0.8 % et une erreur en amplitude négligeable pour les petites valeurs de la capacité mais qui augmente avec la capacité charge.

(a)



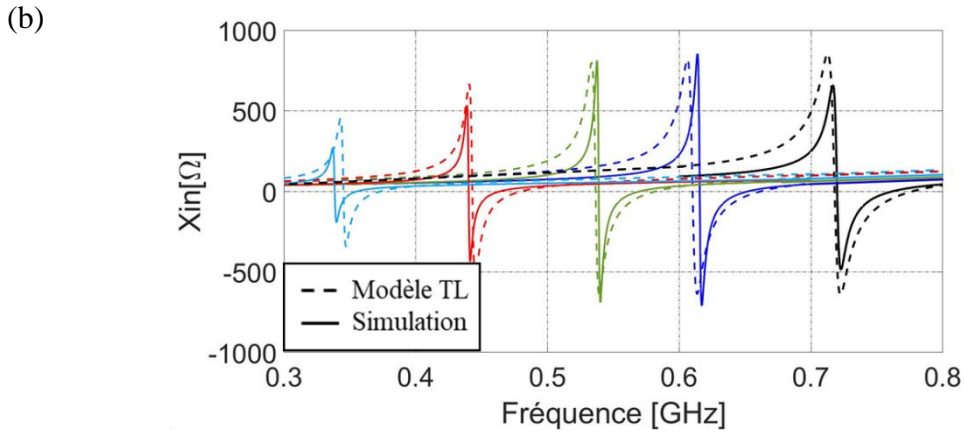
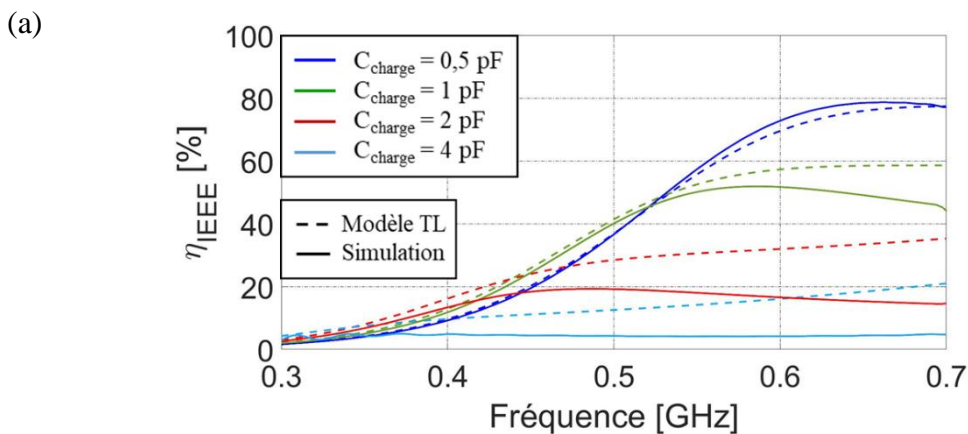


Figure III. 6 : (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée l'antenne sans charge (courbe noire) et chargée par une capacité en parallèle en fonction de la fréquence.

La **Figure III. 7** présente l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction la fréquence et son facteur de qualité en fonction de celui de la charge. L'efficacité de rayonnement est calculée de la même façon qu'avec le cas d'une antenne chargée en série. Le modèle est juste à la résonance et présente une erreur importante en dehors de la résonance surtout quand la capacité dépasse les 2 pF à la résonance par rapport à la simulation. Quant au facteur de qualité, le modèle présente toujours une divergence par rapport à la simulation et la variation du facteur de qualité n'est pas linéaire par rapport à celle du facteur de qualité de la charge. En effet, même si l'expression du facteur de qualité de l'antenne présente une variation linéaire, l'impédance d'entrée ne présente pas une fonction linéaire de Q_{charge} . En effet, elle dépend des fonctions trigonométriques des impédances vues aux entrées des lignes.



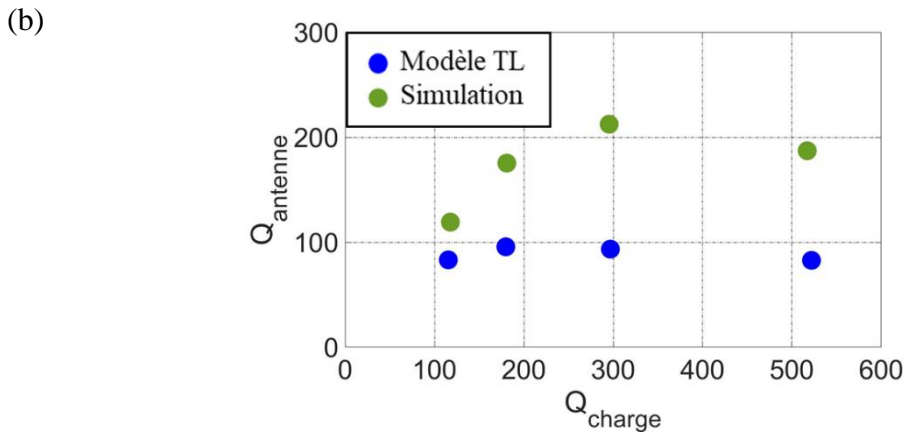


Figure III. 7 : (a) Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence (b) Facteur de qualité de l'antenne chargée par une capacité en parallèle en fonction du facteur de qualité de la capacité.

A noter que, comme le cas d'une capacité série (**Figure III. 4**), le facteur de qualité Q_{charge} est calculé en fonction de chaque valeur de la capacité de charge parallèle (0.5 à 4 pF) et de la fréquence de résonance correspondante à chaque valeur ($ESR_{charge} = 1 \Omega$, voir équation (**III. 9**)).

En se comparant à la **Figure III. 4**, on remarque que, pour les mêmes valeurs de capacité de charge, le facteur de qualité Q_{charge} d'une charge placée en série (allant de 50 à 400) et moins élevé que celui d'une charge placée en parallèle (Q_{charge} allant de 100 à 550). En fait, pour une valeur de capacité fixe (ex. 0.5 pF), le facteur de qualité Q_{charge} est de 333 pour une capacité série, et de 522 pour une capacité parallèle. Ceci est explicable par le fait qu'une capacité placée en série fait résonner l'antenne à des fréquences plus élevées, et que le facteur de qualité de la charge est inversement proportionnel à la fréquence (voir équation (**III. 9**)).

En plus, pour les mêmes dimensions d'antenne et les mêmes valeurs de capacité de charge, le facteur de qualité de l'antenne chargée par une capacité en parallèle présente des valeurs plus élevées par rapport à celui d'une antenne chargée en série, d'où l'étroitesse de la partie réelle de l'impédance par rapport à la **Figure III. 3**.

1.1.3 Chargement inductif :

Après avoir montré la validité du modèle d'une antenne chargée par une capacité placée en série et en parallèle, le modèle sera exploité pour tester un autre type de charge: une inductance.

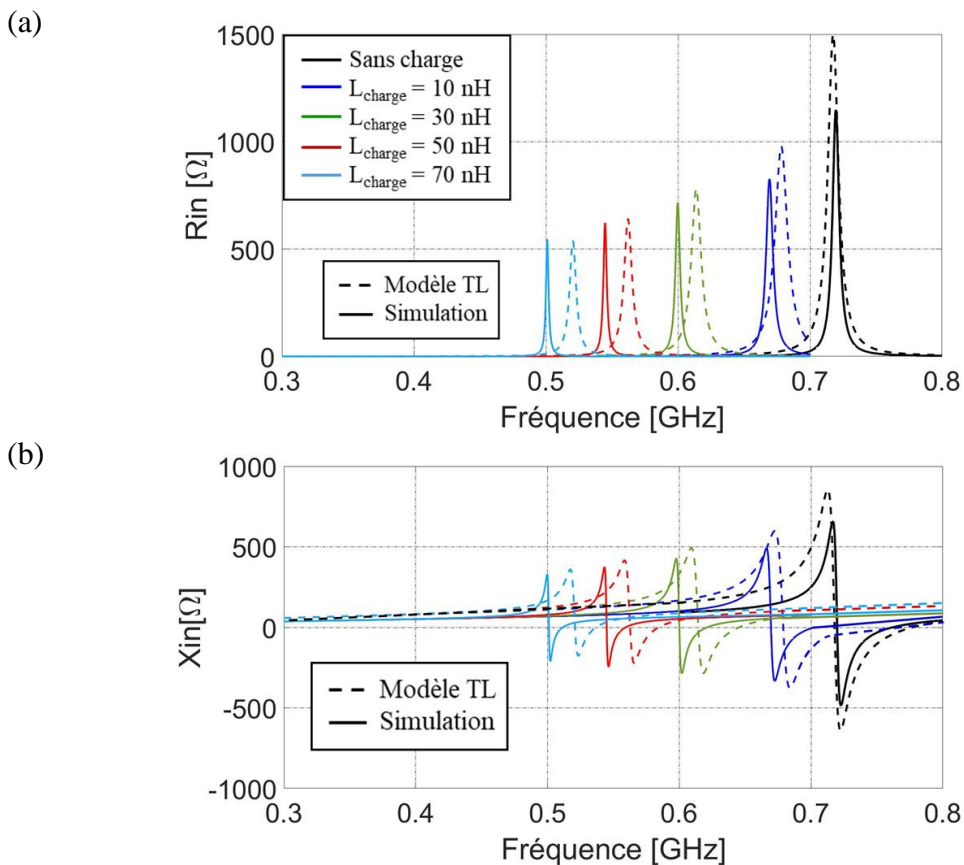
1.1.1.3.1 Antenne chargée par une inductance en série

Le même modèle d'une antenne IFA chargée en série est utilisé mais cette fois en remplaçant la capacité de charge par une inductance ayant les valeurs suivantes : 10, 30, 50 et 70 nH. La charge présente toujours la même résistance série de 1Ω . L'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne chargée par une inductance de différentes valeurs est tracée sur les **Figure III. 8 (a)** et **Figure III. 8 (b)**. Les deux figures montrent que l'inductance placée en série fait déplacer la résonance vers les basses fréquences, ce qui est similaire au cas d'une antenne chargée par une capacité en parallèle. Cependant, pour pouvoir

obtenir de grande excursion en fréquence, comme le cas d'une capacité parallèle, on a besoin d'utiliser des inductances de grandes valeurs (>50 nH) au lieu d'une capacité de valeur limitée (< 4 pF). L'erreur fréquentielle entre le modèle d'antenne et la simulation est de 1.28 % (pour une inductance de 10 nH), et augmente avec la valeur de l'inductance. A noter que le déplacement fréquentiel vers les basses fréquences va dans le sens de miniaturisation.

L'efficacité de rayonnement (du modèle et de la simulation) est tracée sur la **Figure III. 8 (c)**. Pour toutes les valeurs d'inductance de charge, le modèle d'antenne présente un bon accord avec la simulation avant la résonance et diverge au-dessus (efficacité surestimée après la résonance). Cette divergence augmente avec la valeur de l'inductance.

En comparant les efficacités simulées de l'antenne chargée par une inductance série (**Figure III. 8 (c)**) à celle d'une antenne chargée par une capacité parallèle (**Figure III. 7 (a)**), on remarque que le chargement inductif fait diminuer l'efficacité de rayonnement par rapport au chargement capacitif. En effet, prenons le cas d'une antenne chargée par une capacité de 1 pF et une inductance de 50 nH. Les deux cas résonnent presque à la même fréquence. Cependant, l'antenne à charge capacitive présente une efficacité de rayonnement de 51 % à la résonance, tandis que l'antenne à charge inductive élevée présente une efficacité de 45 %.



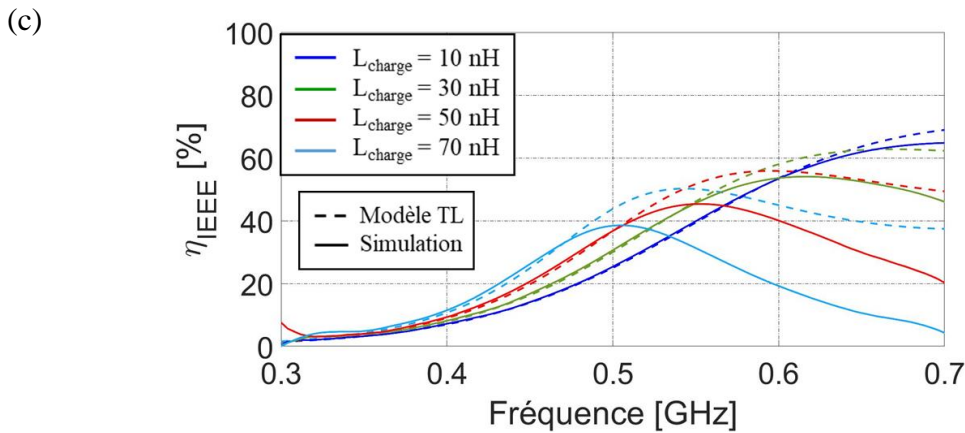


Figure III. 8 : Impédance d'entrée (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire et (c) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une inductance série.

Le facteur de qualité de l'antenne chargée par une inductance série est tracée sur la **Figure III. 9** en fonction de celui de la charge. Le facteur de qualité d'une charge inductive est donné par,

$$Q_{charge} = \frac{|X_{charge}|}{ESR_{charge}} ; X_{charge} = L_{charge}\omega \quad (\text{III. 11})$$

Avec l'erreur en amplitude et en fréquence de résonance, le modèle d'antenne présente une divergence par rapport à la simulation. Cette divergence augmente en fonction du facteur de qualité Q_{charge} , qui est proportionnel à la valeur de l'inductance. La **Figure III. 9** montre aussi que pour le cas d'une antenne chargée par une inductance série, le facteur de qualité de l'antenne augmente avec la valeur de l'inductance et présente une variation linéaire par rapport au facteur de qualité de la charge. L'augmentation de la valeur de l'inductance fait décaler la résonance vers les basses fréquences, ce qui augmente le facteur de qualité de l'antenne.

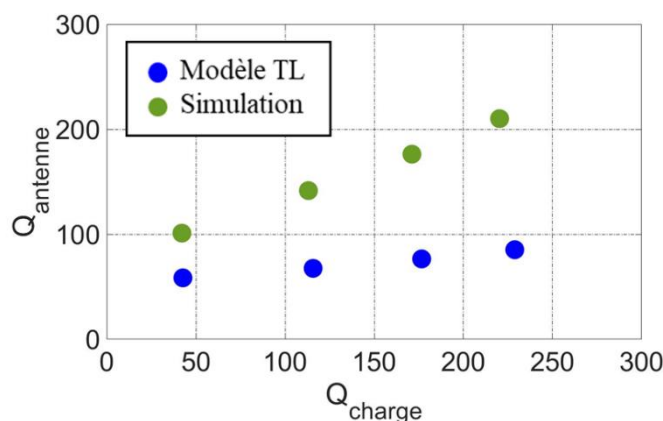


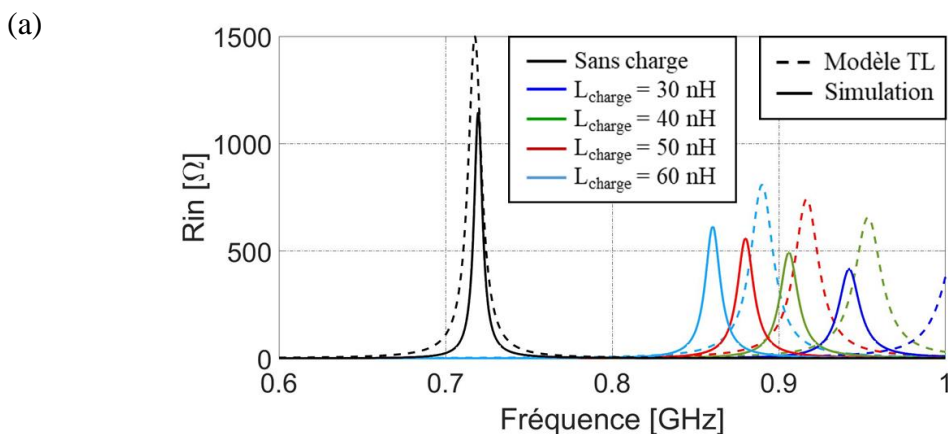
Figure III. 9 : Facteur de qualité de l'antenne $Q_{antenne}$ en fonction du facteur de qualité de l'impédance de charge Q_{charge} en série. Le Q_{charge} est calculé en fonction de la valeur de l'inductance de charge (10, 30, 50 et 70 nH) et de la fréquence de résonance correspondante et obtenue du modèle et de la simulation.

1.1.1.3.2 Antenne chargée par une inductance en parallèle

La **Figure III. 10** montre une comparaison entre le modèle et la simulation des performances d'une antenne chargée pas une inductance en parallèle. L'antenne présente toujours des dimensions identiques à celles des études précédentes ($L=94$ mm, $h=10$ mm et $a=1$ mm) et la charge est placée au milieu de la section ouverte. Les courbes d'impédance d'entrée (tracées sur les **Figure III. 10 (a) et (b)**) montrent qu'une inductance placée en parallèle fait déplacer la résonance vers les hautes fréquences, ce qui est similaire au cas d'une capacité placée en série (**Figure III. 2 (b) et (c)**). A noter que l'antenne sans aucune charge résonnait à 720 MHz. En plus, l'augmentation de la valeur d'inductance diminue l'excursion en fréquence (même résultats de la **Figure III. 2**). En se comparant à la **Figure III. 6** (capacité en parallèle), on peut voir que la substitution d'une capacité parallèle par une inductance augmente l'erreur fréquentielle entre le modèle et la simulation MWS. Ceci peut indiquer que l'inductance présente quelques effets d'interaction supplémentaires qui doivent être étudiés et représentés dans le modèle.

L'évolution de l'efficacité de rayonnement tracée sur la **Figure III. 10 (c)** montre que le modèle arrive à reproduire les courbes de la simulation avec une erreur variable avec la valeur de l'inductance. Cette erreur diminue quand la valeur de l'inductance augmente. En se comparant au cas où l'antenne est chargée par une capacité série (**Figure III. 3**), on remarque que l'inductance placée en parallèle donne presque les mêmes niveaux d'efficacité. Cela peut s'expliquer par la même valeur de résistance série prise pour les deux composants.

Le facteur de qualité de l'antenne chargée par une inductance en parallèle est tracé sur la **Figure III. 10 (d)** en fonction du facteur de qualité de l'inductance. La figure montre que pour une antenne chargée par une inductance en parallèle, son facteur de qualité est proportionnel à celui de la charge. En effet, l'augmentation de l'inductance déplace aussi la résonance de l'antenne chargée vers les plus basses fréquences, ce qui augmente le facteur de qualité de l'antenne. En plus le facteur de qualité de la charge inductive est proportionnel à sa valeur. Ceci rend la variation du facteur de qualité proportionnelle à celui de la charge.



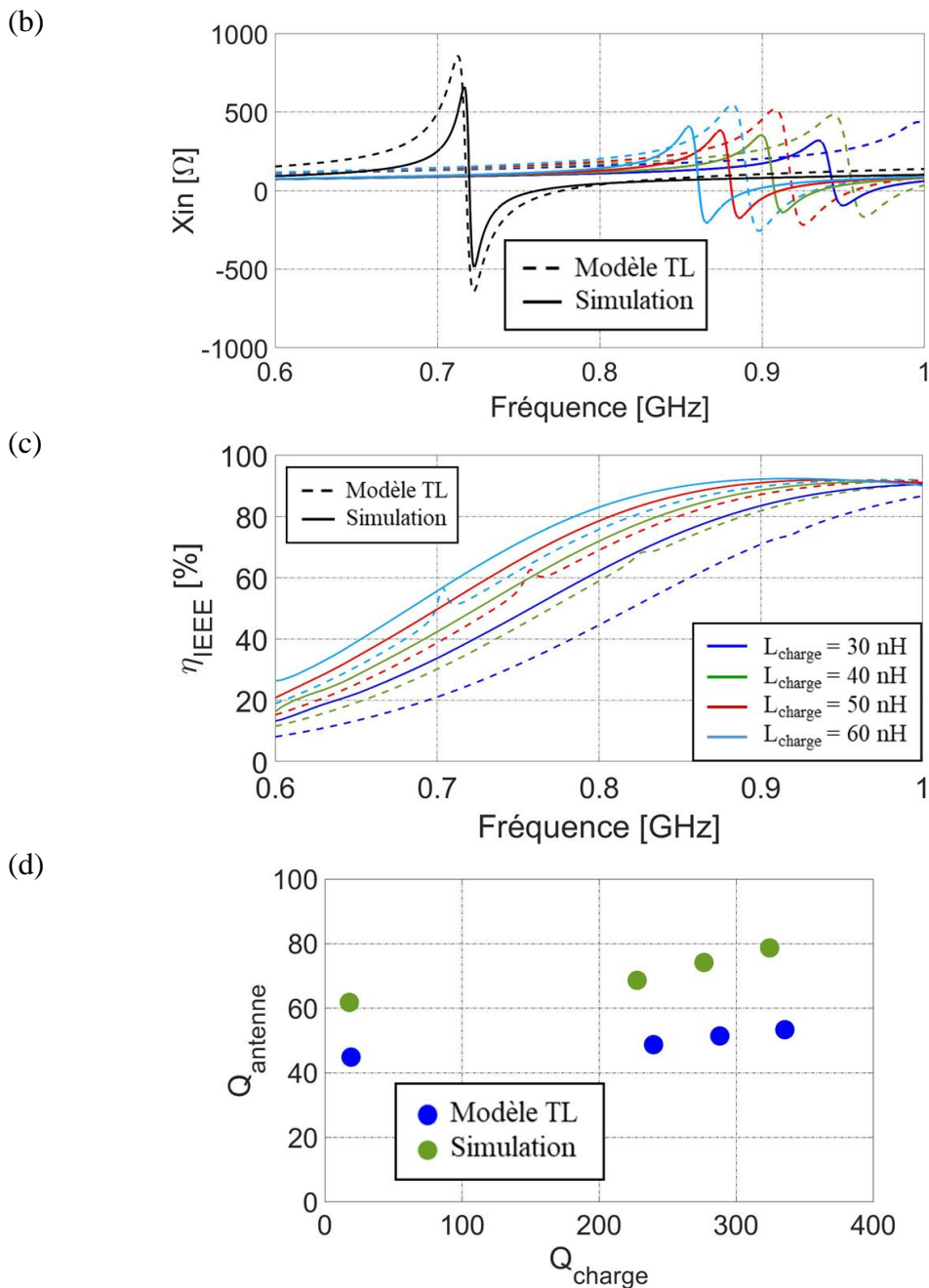


Figure III. 10 : Impédance d'entrée (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire et (c) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une inductance parallèle (d) Facteur de qualité de l'antenne chargée par une inductance en parallèle en fonction du facteur de qualité de l'inductance.

1.1.4 Choix de la topologie et la position du composant de charge

Même avec l'erreur toujours présente en fréquence de résonance et en amplitude d'impédance d'entrée, ces deux applications du modèle d'IFA chargée ont pu reproduire les mêmes variations que le simulateur full wave en termes d'impédance et d'efficacité de rayonnement. Ils sont capables de prédire le comportement d'une antenne chargée en fonction de la géométrie de l'antenne et des caractéristiques de la capacité de charge. Ils seront exploités

pour trouver la meilleure position et valeur de la capacité chargeant l'antenne, en tenant compte des non idéalités de ce composant de charge, et notamment la résistance série.

D'après les **Figure III. 2 (b)** et **Figure III. 6 (b)**, la capacité en série déplace la résonance vers les hautes fréquences, tandis que la capacité en parallèle déplace la résonance vers les basses fréquences, ce qui, dans ce dernier cas, permet la miniaturisation de l'antenne. A l'inverse, l'inductance série déplace la résonance vers les basses fréquences (**Figure III. 8 (a)**), ce qui permet aussi la miniaturisation. Tandis que l'inductance parallèle déplace la résonance vers les hautes fréquences (**Figure III. 10 (a)**). Pour miniaturiser l'antenne, elle doit être chargée soit par une capacité parallèle soit par une inductance série. Des valeurs élevées d'inductance sont nécessaires pour une miniaturisation intéressante de l'antenne. Ces valeurs d'inductance élevées sont synonymes de résistances série également élevées qui vont réduire l'efficacité de l'antenne. Le composant choisi est au final une capacité fixe placée en parallèle dont la valeur sera déterminée grâce au modèle.

Ensuite, le modèle d'une IFA chargée par une capacité en parallèle a été exploité pour trouver la meilleure position de la capacité de charge par rapport à l'excitation qui garantit à la fois un facteur de miniaturisation assez élevé tout en maintenant un bon niveau d'efficacité de rayonnement. Pour ce faire, une capacité C_{charge} de différentes valeurs : 0.5, 1, 1.5 et 2 pF a été introduite sur la structure antennaire en parallèle et pour différentes distances par rapport à la sonde d'excitation. La **Figure III. 11** montre la variation de la partie réelle de l'impédance d'entrée et l'efficacité de rayonnement en fonction des différentes valeurs de C_{charge} . Les résultats présentés sur la **Figure III. 11** correspondent à une antenne IFA chargée à l'extrémité ouverte (**Figure III. 11 (a) et (b)**) et une antenne IFA chargée par une capacité placée au milieu du brin horizontal entre la sonde d'excitation et le circuit ouvert (**Figure III. 11 (c) et (d)**). Pour une valeur fixe de la capacité (exemple $C_{charge} = 0.5$ pF), plus la charge est loin de l'excitation (charge à l'extrémité ouverte) plus le facteur de miniaturisation augmente (le décalage fréquentiel est plus important quand la capacité est le plus loin de l'excitation, ce qui permet de miniaturiser davantage l'antenne). En termes d'efficacité de rayonnement, la position de la capacité n'a pas un grand impact sur l'efficacité calculée à la fréquence de résonance même si la capacité placée à l'extrémité semble plus performante. On note que la résonance engendre une augmentation brusque de l'efficacité qui reste stable ou croissante pour les fréquences supérieures. Les **Figure III. 11 (a) et (c)** montrent que plus la valeur de la capacité augmente, plus on est capable de miniaturiser l'antenne, mais plus l'efficacité de rayonnement se dégrade. Pour cette raison, et pour avoir une antenne miniature avec de bonnes performances, l'antenne sera chargée à l'extrémité ouverte de l'antenne, et sa valeur sera déterminée par le modèle et les simulations qui sont présentées dans la prochaine section. La capacité sera donc choisie de façon à maintenir le bon compromis taille/efficacité.

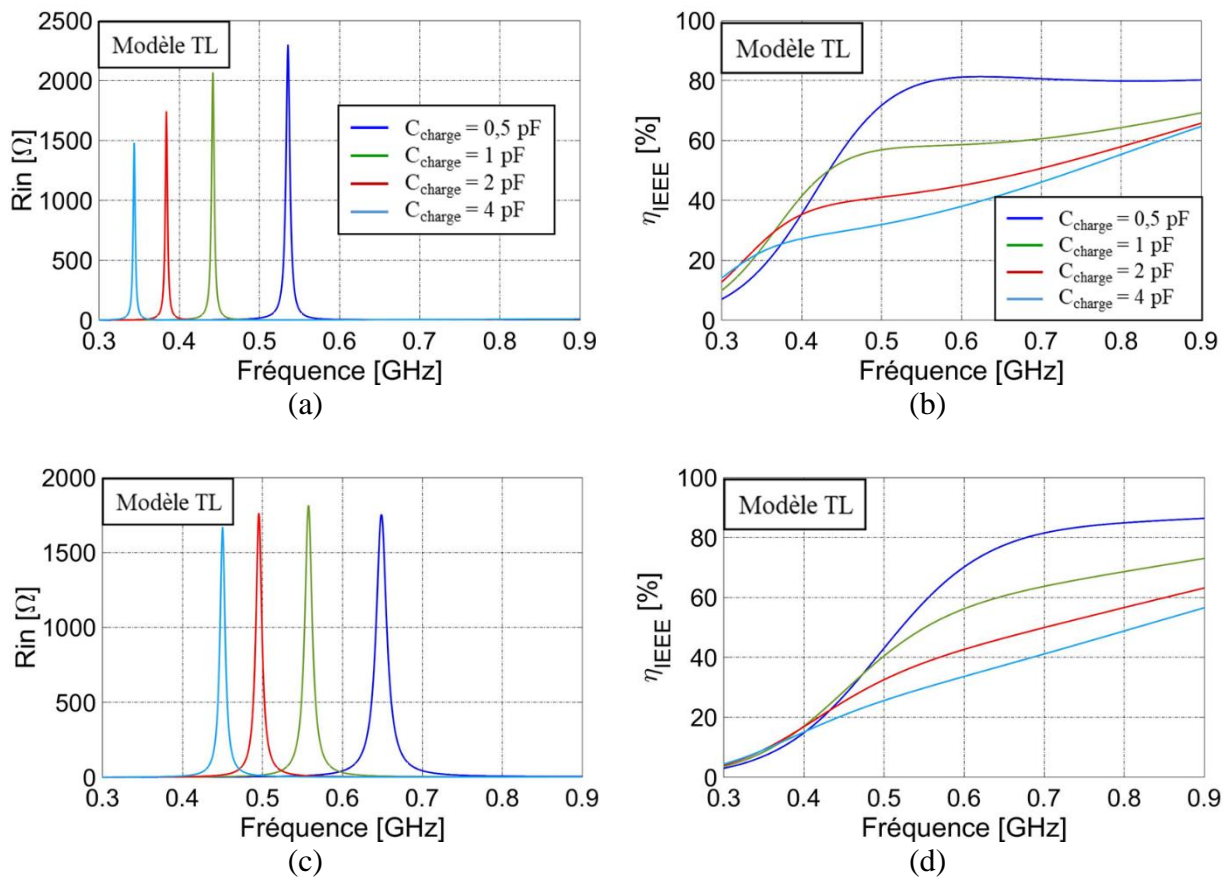


Figure III. 11 : (a) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (b) Efficacité de rayonnement pour une antenne IFA chargée par une capacité en bout ; (c) Partie réelle de l'impédance d'entrée et (d) Efficacité de rayonnement d'une antenne IFA chargée par une capacité en parallèle placée au milieu du brin ouvert. Courbes paramétrées pour différentes valeurs de la capacité.

1.2 Conversion Antenne filaire (conducteur cylindrique) / antenne planaire (conducteur de type ruban)

En ce qui concerne les caractéristiques d'impédance et de rayonnement, une antenne de type ruban, de faible épaisseur avec une section transversale non circulaire se comporte comme une antenne à section circulaire de rayon équivalent r_{eq} . Le rayon équivalent de pistes de faible épaisseur à section non circulaire est étudié dans plusieurs références [8] - [12]. Pour une section rectangulaire, le résultat est tracé dans la **Figure III. 12** où t est l'épaisseur du conducteur rectangulaire, S sa largeur et a_{eq} le rayon de la section circulaire équivalente du conducteur ($a_{eq}=r_{eq}$). D'après la courbe, l'expression du rayon équivalent est donnée par [12],

$$r_{eq} = 0.375t + 0.25S \quad (\text{III. 12})$$

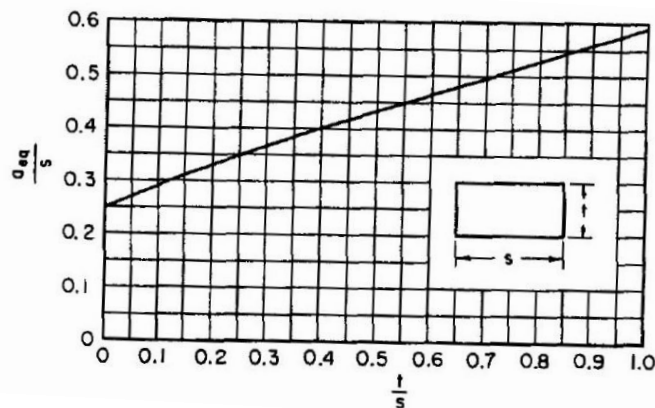


Figure III. 12 : Rayon équivalent d'une section rectangulaire en fonction de l'épaisseur t et la largeur S [12].

Pour vérifier l'équation, une antenne IFA imprimée de largeur S et d'épaisseur $t = 0.036$ mm a été simulée sous CST pour différentes hauteurs, et les résultats de cette antenne ont été comparés avec une autre antenne cylindrique ayant les mêmes caractéristiques (matériaux, longueur, hauteur entre les lignes, ...) avec un rayon équivalent de $r_{eq} = 0.5$ mm. La **Figure III. 13** présente les résultats de comparaison en termes d'impédance d'entrée. La conversion est considérée valide même avec le faible décalage de 0.6% en fréquence entre les deux antennes. Cette conversion sera utilisée pour l'étude de l'antenne IFA miniature avec le modèle TLM dans la prochaine section.

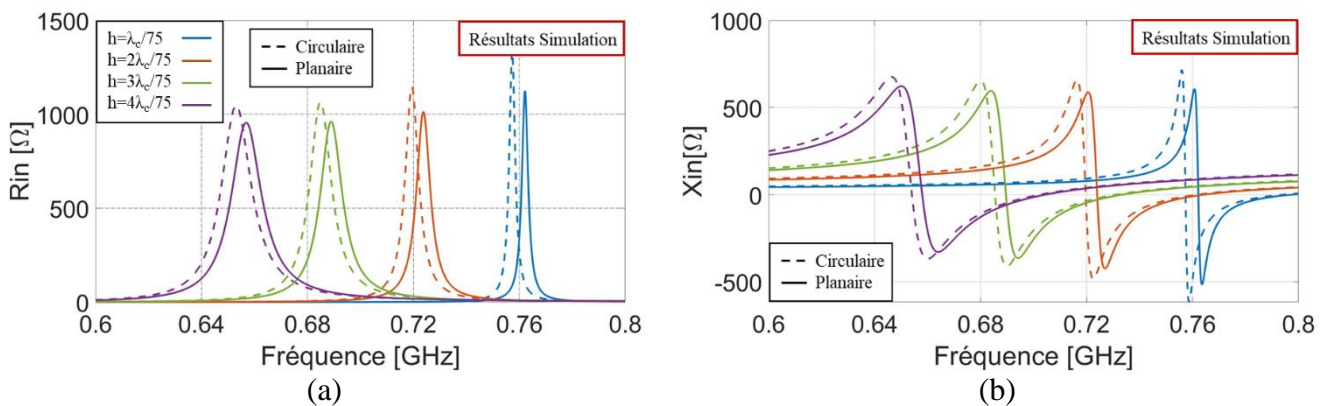


Figure III. 13 : Vérification de la conversion section circulaire/planaire (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.

1.3 Réalisation de l'antenne IFA miniature

Le domaine de validité du modèle d'antenne chargée est exploré en comparant, à la simulation EM, l'impact de différents paramètres géométriques (largeur des lignes, largeur du court-circuit, hauteur, résistance série du composant de charge, ...) sur les performances de l'antenne.

Le modèle d'antenne IFA chargée en extrémité a été ensuite exploité pour trouver une géométrie d'antenne miniature adaptée en impédance et efficace qui fonctionne à 863 MHz (la

fréquence minimale dans la bande 868 MHz à couvrir). La **Figure III. 14** montre les résultats du modèle d'antenne de longueur totale $L_{tot} = \lambda_{res}/8.4$ et une hauteur totale $h_{tot} = \lambda_{res}/41$. L'antenne est chargée par une capacité fixe $C_{charge} = 0.8$ pF ayant une résistance série équivalente de 0.3Ω . Cette antenne est dans l'air (pas de substrat diélectrique). Ces résultats ont été comparés à l'antenne simulée. L'antenne simulée présente une efficacité de 62 % à sa résonance, est quasiment adaptée sur 100Ω ($S_{11, dB} = -8$ dB), mais résonne à 903.6 MHz. L'erreur évidente entre les résultats du modèle et la simulation (4.5 % en fréquence et 81 % en amplitude) s'explique car l'excitation est très proche du court-circuit (gap de 0.2 mm entre les deux cylindres verticaux) alors que les effets de couplage ne sont pas modélisés. Malheureusement, plus on miniaturise l'antenne, plus la résonance doit être atténuée, plus l'excitation doit être rapprochée du court-circuit, et moins le modèle est précis pour prédire correctement l'impédance de l'antenne.

Un point remarquable de la courbe d'efficacité de rayonnement (**Figure III. 14**) est que la simulation sous CST MWS montre qu'une antenne miniature atteint son efficacité maximale à la fréquence de résonance. Ce résultat a été observé pour toutes les simulations de validation faites pour l'antenne miniature chargée. Ceci nous permet de conclure qu'une antenne miniature doit être préférentiellement utilisée à sa fréquence de résonance (dès lors qu'on arrive à l'adapter en impédance). Cependant, on notera que le modèle montre de façon moins prononcée ce comportement d'antenne miniature.

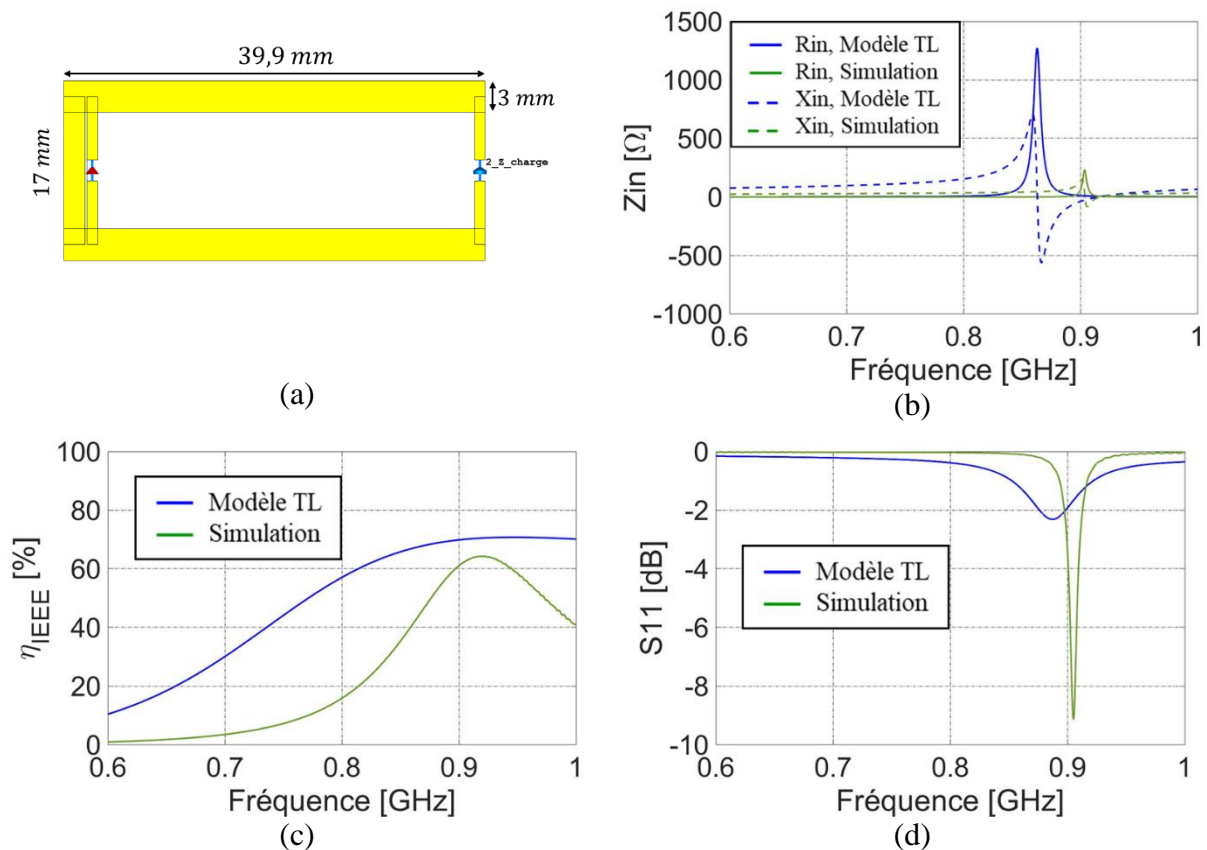


Figure III. 14 : (a) Antenne IFA simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.

Dans la mesure où le modèle est moins précis lorsque l'excitation est rapprochée du court-circuit pour adapter l'impédance, l'antenne de la **Figure III. 14**, résonante à 903.6 MHz avec le modèle, a été reprise sous CST MWS de façon à simuler plus précisément ses propriétés et obtenir un fonctionnement à 863 MHz. La **Figure III. 15** présente les performances obtenues par le modèle et la simulation pour une antenne IFA de $\lambda/20.5 \times \lambda/8.9$ chargée par une capacité de 1 pF. Pour ces dimensions, et avec une séparation de 0.2 mm entre le court-circuit et la source, le modèle présente une erreur 4.7 % en fréquence et 81 % en amplitude. L'antenne simulée est adaptée à -10 dB sur 1.6 MHz et présente une efficacité rayonnée maximale de 55.1 %.

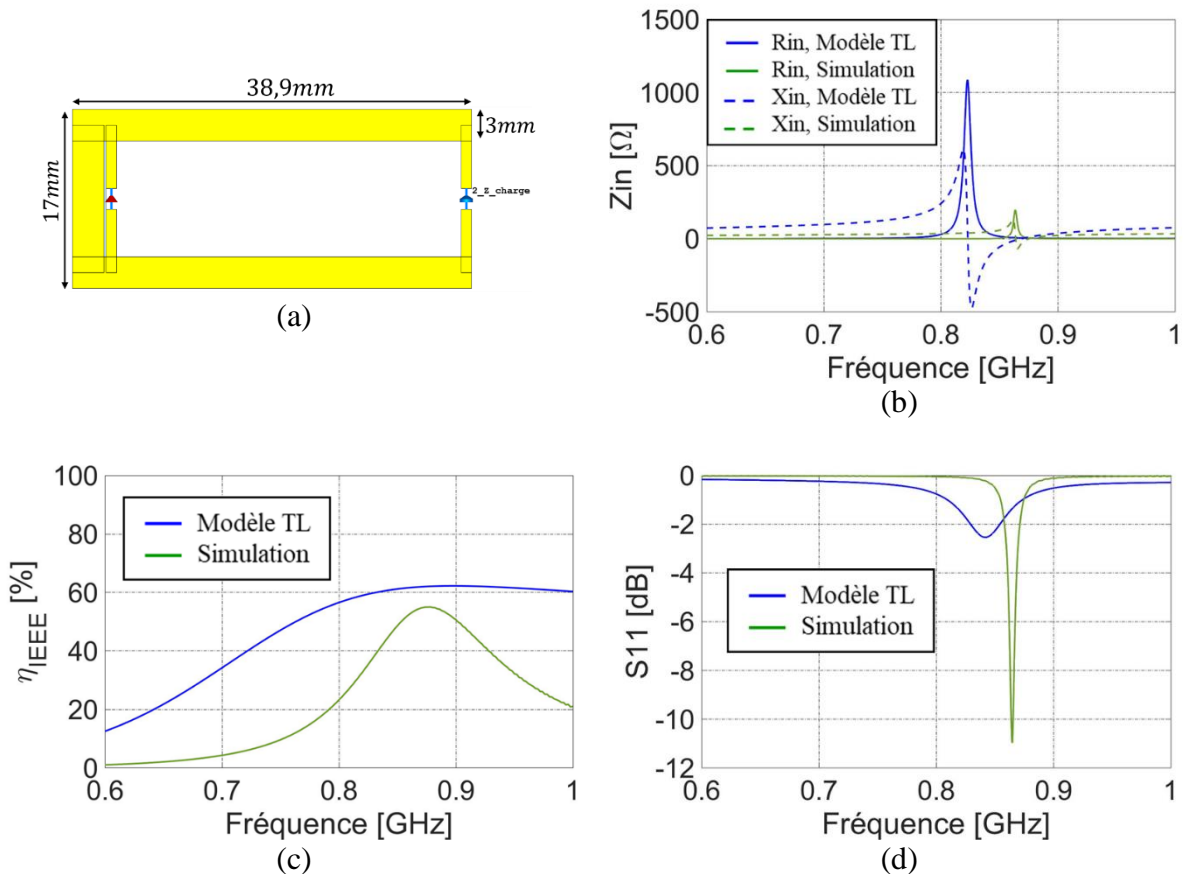


Figure III. 15 : (a) Antenne IFA simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11,dB}$.

1.3.1 Ajout du substrat

Pour se rapprocher d'un cas d'une antenne intégrée, l'antenne est ensuite étudiée en introduisant un substrat Rogers RO4003C. Ce substrat diélectrique présente une permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$, $tg(\delta) = 0.0027$ et fait 0.8 mm d'épaisseur. L'épaisseur est très faible par rapport à la longueur d'onde ($\lambda/434$ à 863 MHz) pour diminuer au maximum l'impact du substrat sur les performances électromagnétiques de l'antenne. Même avec la faible épaisseur, l'introduction du substrat fait déplacer la résonance vers les basses fréquences (vers 824 MHz en simulation). La géométrie de l'antenne est en conséquence légèrement modifiée pour compenser ce décalage fréquentiel et garder une résonance à 863 MHz. L'antenne gravée sur

le substrat ainsi que les performances de cette antenne sont présentées sur la **Figure III. 16**. L'antenne fait $39 \times 15 \text{ mm}^2$ ($\lambda/9 \times \lambda/23$ à 863 MHz) et est imprimée sur un substrat de $40 \times 16 \times 0.8 \text{ mm}^3$. Une charge capacitive de 0.98 pF (au lieu de 1 pF pour la version sans substrat) est placée à l'extrémité ouverte de cette antenne. L'impédance d'entrée tracée dans la **Figure III. 16 (b)** montre que l'antenne simulée résonne 863 MHz avec une partie imaginaire toujours inductive. Cependant, le modèle d'antenne résonne à 664 MHz après l'introduction du substrat. L'erreur en fréquence entre le modèle et la simulation MWS passe de 4.7 % à 13 %. En effet, dans le modèle, une permittivité effective moyenne $\epsilon_{\text{reff}} = (1 + \epsilon_r)/2$ est simplement introduite à l'expression de la capacité par unité de longueur des lignes de l'antenne. Elle suppose donc que le substrat est d'épaisseur infinie dans le demi espace et devrait être corrigée d'un terme prenant en compte sa finitude en épaisseur. L'étude de ce terme correctif n'a pu être menée dans ce travail. Il s'agit donc d'un modèle très approché qui vise à jauger l'imprécision introduite pour de futurs travaux de modélisation.

La **Figure III. 16 (c)** montre que l'ajout du substrat cause une petite dégradation de l'efficacité rayonnée de l'antenne. En effet l'efficacité $\eta_{\text{IEEE max}}$ simulée a diminué de 55.1 % (sans substrat) à 48.3% (avec substrat). En plus, avec le substrat, le modèle devient moins capable de reproduire le comportement électromagnétique de l'antenne.

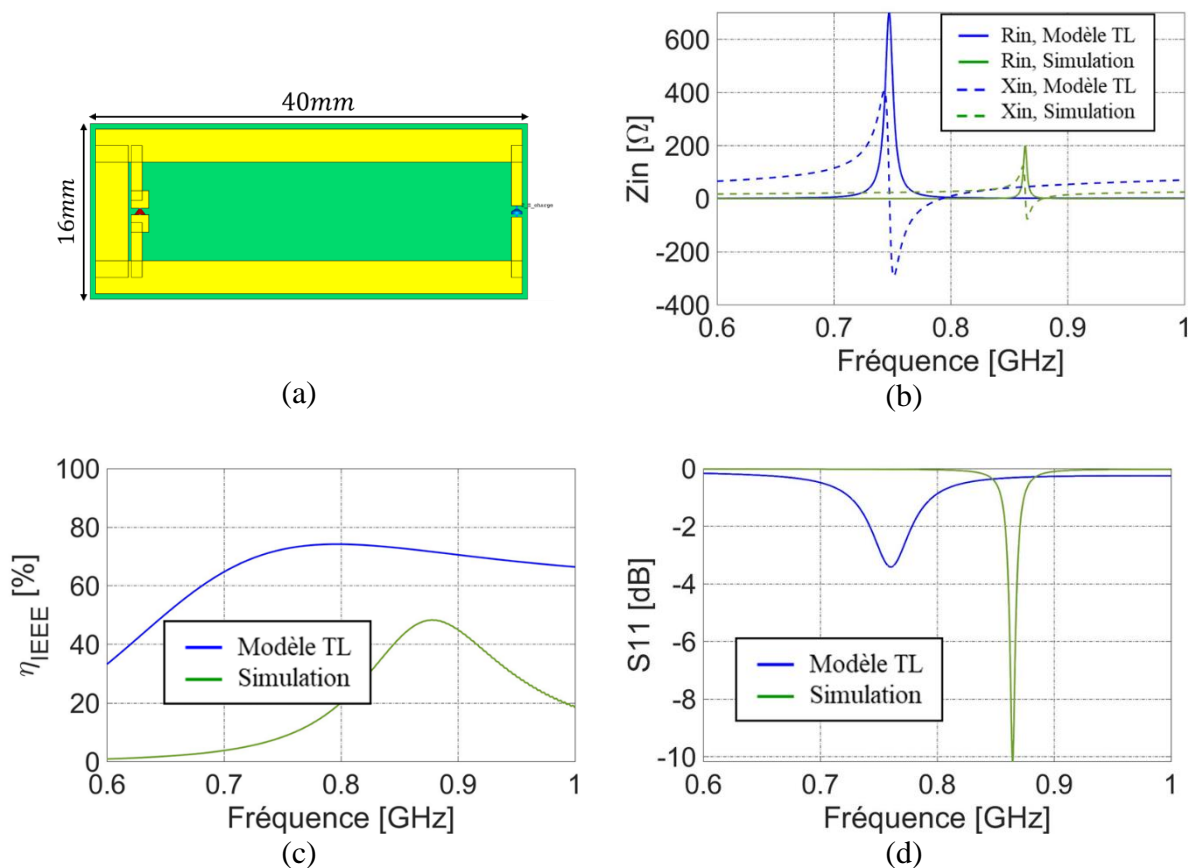


Figure III. 16 : (a) Antenne IFA gravée sur un substrat Rogers RO4003C et simulée sous CST MWS et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, \text{dB}}$.

1.3.2 Géométrie finale : Antenne double face

Afin d'améliorer ses performances, l'antenne est ensuite gravée sur les deux faces du substrat, ce qui est équivalent à un ruban plus gros qui vise à réduire l'amplitude de la résonance.

Une autre modification consiste à corriger l'effet plutôt inductif dans la partie imaginaire de l'impédance d'entrée. Pour cette raison, deux capacités sont introduites à l'entrée de l'antenne afin de compenser cet effet. À noter qu'avec l'introduction du substrat et le passage vers une version double face, le modèle analytique d'antenne ne permet plus de prédire précisément l'impédance de l'antenne. En effet, même si le substrat introduit est de faible épaisseur, sa présence affecte les performances de l'antenne. Comme observé précédemment, cet effet n'est pas encore pris en compte correctement dans le modèle.

La **Figure III. 17** montre les performances d'une des deux antennes finales à réaliser. Cette antenne est imprimée en double face, et possède les dimensions suivantes $16 \times 39 \times 0.8 \text{ mm}^3$ ($\lambda/22 \times \lambda/9 \times \lambda/435$ à 863 MHz). L'antenne simulée est chargée à son extrémité par une capacité de 0.3 pF sur chaque face (capacité équivalente de 0.6 pF) et par deux capacités de 8 pF placées en série sur le brin d'excitation. La version double face de l'antenne nous a permis de diminuer la valeur de la capacité de charge (de 0.98 pF à 0.6 pF), ce qui a aidé à augmenter l'efficacité de rayonnement. Cette antenne présente une efficacité de 62% et est adaptée à la résonance sur 1.25 MHz ($S_{11,dB} > -10 \text{ dB}$). La **Figure III. 17 (a)** montre la taille approximative de l'antenne simulée par rapport à une pièce de monnaie. La hauteur de cette antenne est fortement miniaturisée ($h = \lambda/22$ à la résonance). À noter que comme l'antenne est encore en version différentielle, il n'est pas nécessaire de la placer sur un plan de masse.

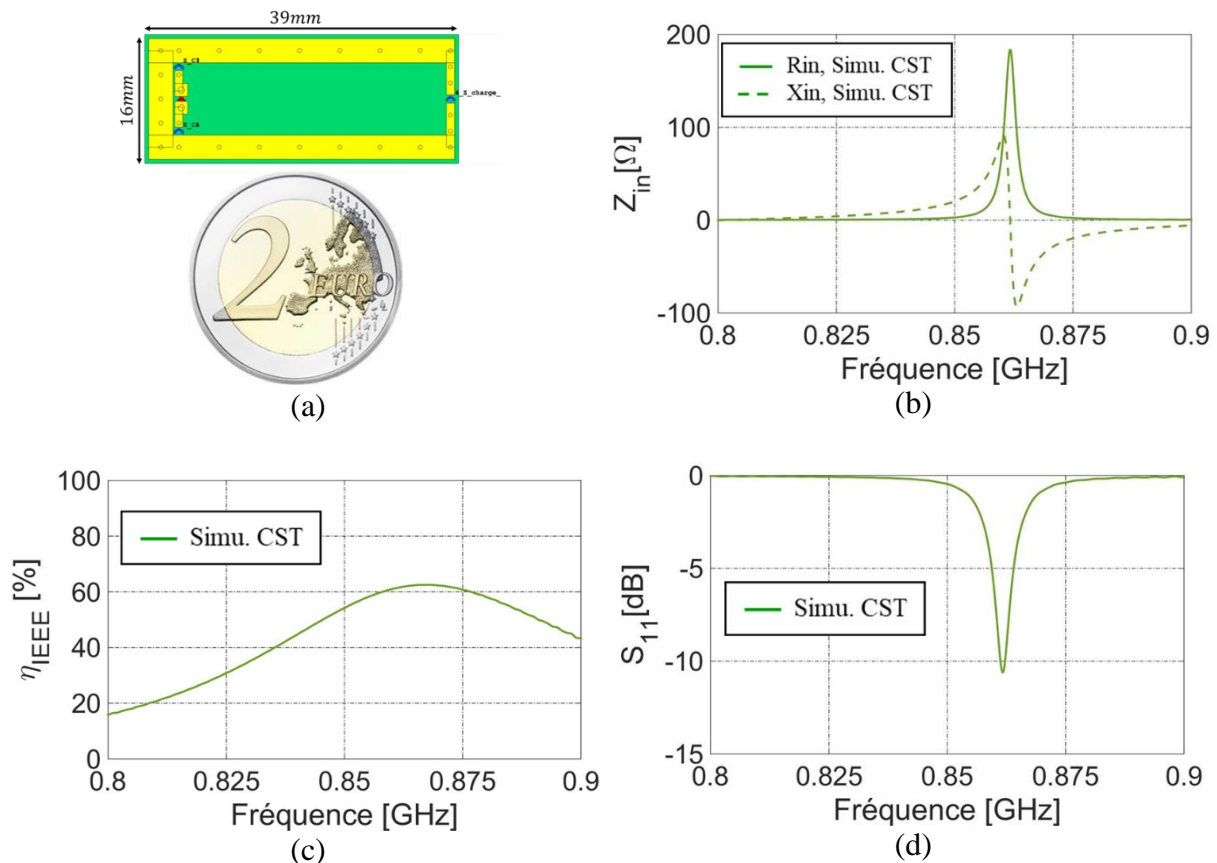


Figure III. 17 : (a) Antenne IFA simulée sous CST et Comparaison entre le modèle TL et la simulation EM (b) Impédance d'entrée (c) Efficacité de rayonnement et (d) Le coefficient de réflexion $S_{11, dB}$.

2 Miniaturisation par un réseau d'adaptation d'impédance

L'antenne miniature étudiée dans la section précédente n'est pas parfaitement adaptée à l'impédance de référence (ici 100Ω). Le rapprochement de l'excitation et du court-circuit pourrait être utilisé pour réduire l'amplitude de la résonance afin de s'approcher de 100Ω . Cependant cette proximité implique de possibles effets indésirables comme par exemple augmenter la sensibilité des prototypes fabriqués aux incertitudes de précision de gravure ou encore aux soudures. De plus d'autres modifications des paramètres de l'antenne en vue de son adaptation d'impédance pourraient dégrader l'efficacité de rayonnement (ex. diminuer la hauteur h ou augmenter la valeur de l'ESR de la capacité de miniaturisation).

Comme présenté dans le **Chapitre I**, un réseau d'adaptation d'impédance en amont de l'antenne permet de ramener son impédance d'entrée sur une valeur de référence [75]-[15] et notamment à une fréquence plus faible que celle de sa résonance et donc en quelque sorte de la miniaturiser.

Cette partie est dédiée à l'étude de l'antenne miniature sans capacité de charge à l'extrémité ouverte, mais en introduisant à l'entrée de l'antenne un réseau d'adaptation d'impédance qui assurera la miniaturisation et l'adaptation en même temps. Les résultats du système « antenne + circuit d'adaptation » seront comparés avec ceux d'une « antenne + charge sur sa structure ».

2.1 Performances de l'antenne sans et avec charge sur sa structure

Avant d'étudier la miniaturisation par un circuit d'adaptation, un récapitulatif sur les performances d'une antenne miniature chargée par un élément localisé est présenté. La **Figure III. 18** présente l'impédance d'entrée et l'efficacité de rayonnement simulées d'une antenne IFA ayant les mêmes dimensions que celle de la **Figure III. 17**, mais pour des valeurs de capacité de charge variant entre 0 (pas de charge, courbe noire) et 1 pF par pas de 0.2 pF. Pour chaque valeurs de capacité, la fréquence de résonance associée ainsi que l'efficacité à la résonance sont données dans le **Tableau III. 1**. L'ESR est constante à 0.3Ω . L'antenne est étudiée pour ces différentes valeurs de capacité afin d'analyser l'impact de la faible et forte miniaturisation sur les performances de l'antenne pour les deux cas d'études.

Tableau III. 1 : Fréquence de résonance et efficacité de rayonnement de l'antenne de la **Figure III. 17** en fonction de la valeur de capacité de charge.

Capacité à l'extrémité	$f_{résonance}$ [GHz]	η_{IEEE} à la résonance
Sans charge	1.56	94.5 %

$C1 = 0.2 \text{ pF}$	1.30	92.0 %
$C2 = 0.4 \text{ pF}$	1.14	83.5 %
$C3 = 0.6 \text{ pF}$	1.02	73.0 %
$C4 = 0.8 \text{ pF}$	0.93	62.0 %
$C5 = 1.0 \text{ pF}$	0.86	51.5 %

D'après la figure, le chargement capacitif à l'extrémité contribue à miniaturiser l'antenne mais l'amplitude de la résonance augmente et rend plus délicate l'adaptation de l'impédance de la source (100Ω pour le cas d'une antenne différentielle). Ceci est notamment lié à la séparation entre la sonde et le court-circuit qui atteint les limites de fabrication sur cet exemple. L'efficacité de rayonnement diminue avec la miniaturisation ce qui est en accord avec la limite fondamentale de Chu. Avec ce chargement capacitif, l'antenne maintient une efficacité supérieure à 51 % même avec un facteur de miniaturisation élevé (ratio 1.8 entre les deux fréquences de résonance). On notera que ce ratio est de 1.5 pour C3 alors que l'efficacité est encore de 73 %.

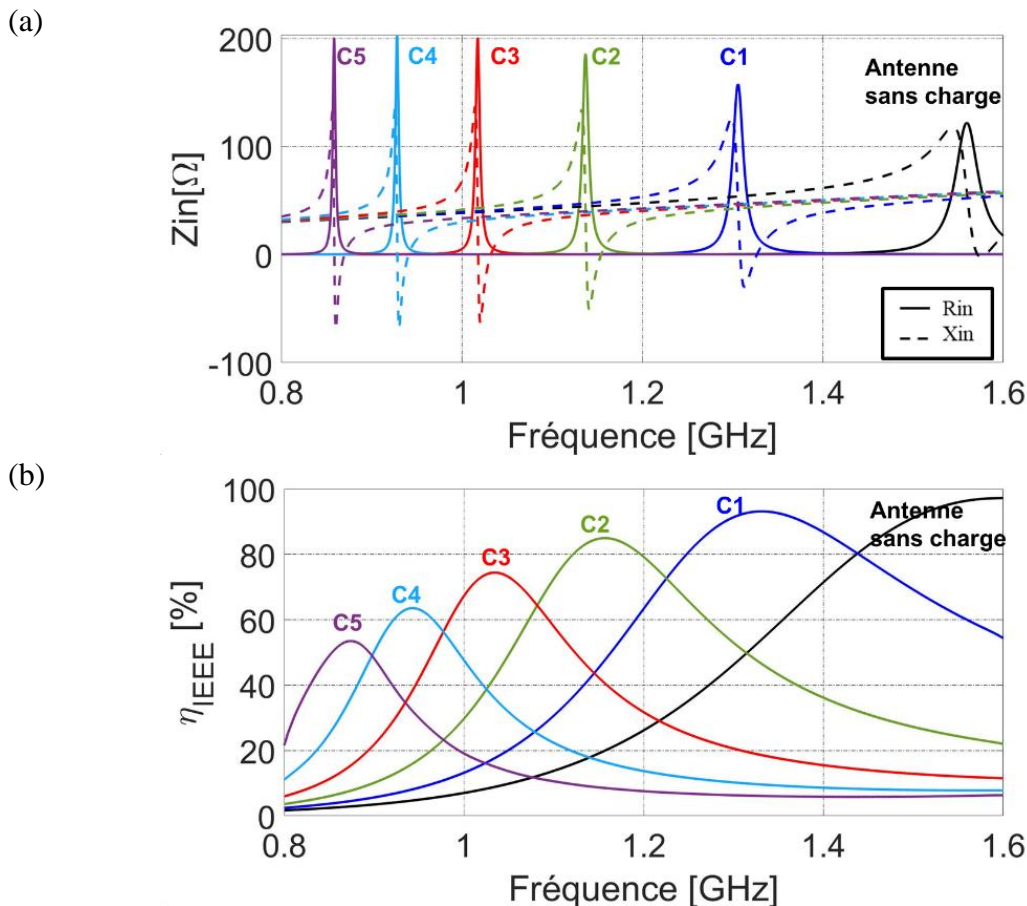


Figure III. 18 : (a) Impédance d'entrée et (b) Efficacité de rayonnement pour une IFA chargée par différentes valeurs de capacité placée à son extrémité ouverte.

2.2 Adaptation de l'antenne non chargée

L'introduction d'un réseau d'adaptation au port d'antenne par un élément localisé est une des méthodes qui garantit une miniaturisation de l'antenne et un contrôle de son impédance en entrée du système « antenne + réseau d'adaptation ». Ce paragraphe aborde l'impact de l'introduction du réseau d'adaptation et de ces non idéalités (pertes résistives) sur les performances de l'antenne. Ces résultats sont comparés avec ceux de l'antenne miniature à charge localisée.

2.2.1 Performances d'une antenne électriquement petite associée à un circuit d'adaptation.

La **Figure III. 19** présente le schéma d'un réseau d'adaptation d'impédance intercalé entre un générateur présentant une impédance de source Z_s et une antenne IFA non chargée. Soit P_{in} la puissance moyenne fournie au réseau d'adaptation, P_a la puissance moyenne acceptée par l'antenne et P_{ray} la puissance rayonnée par l'antenne. L'efficacité du système composé de l'antenne et du réseau d'adaptation, dans le cas d'une antenne émettrice, est simplement,

$$\eta_{système} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \eta_m \eta_{ray} \quad (\text{III. 13})$$

Où η_m l'efficacité du réseau d'adaptation, et η_{ray} l'efficacité de rayonnement de l'antenne. L'efficacité de la combinaison $\eta_{système}$ est la métrique globale qui doit être maximisée lors du calcul du gain du système. Comme les impédances des éléments du réseau d'adaptation sont définies en fonction des propriétés (impédance) de l'antenne, l'efficacité du réseau d'adaptation sera également fonction de ces propriétés.

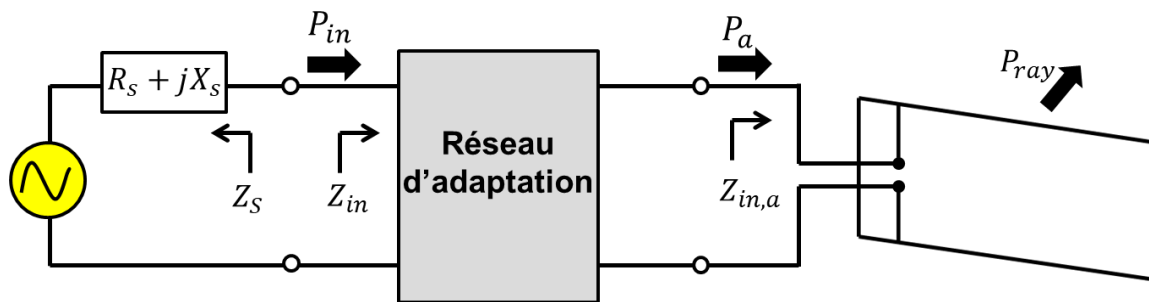


Figure III. 19 : Schématique d'un système composé de l'antenne IFA et du réseau d'adaptation placé à son entrée.

L'étude du système composé de l'antenne et du réseau d'adaptation est fait en se référant à [16][16]. L'efficacité de rayonnement et le facteur de qualité de l'antenne sont définie par,

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_a} \quad (\text{III. 14})$$

$$Q_a = \frac{2\omega U_a}{P_a} \quad (\text{III. 15})$$

Où U_a est l'énergie emmagasinée par l'antenne à la fréquence d'étude.

Le réseau d'adaptation est composé d'éléments réactifs qui peuvent stocker une énergie moyenne électrique ou magnétique à une fréquence $2\pi\omega$, c'est-à-dire des capacités ou des inductances. L'antenne stockera une énergie électrique ou magnétique moyenne à la même fréquence. Dans [16] ces éléments sont distingués. Les éléments du réseau qui stockent la même forme d'énergie que l'antenne sont décrits par Q_i , et ceux qui stockent la forme opposée de l'antenne par Q'_i .

$$Q_i = \frac{2\omega U_i}{P_i} \quad (\text{III. 16})$$

$$Q'_i = \frac{2\omega U'_i}{P'_i} \quad (\text{III. 17})$$

Le facteur de qualité de la source est défini par,

$$Q_s = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{2\omega U_s}{P_{in}} \quad (\text{III. 18})$$

Dans la plupart des cas, le générateur d'impédance Z_s possède une composante résistive significative ($X_s \rightarrow 0$). Le terme Q_s est supposé alors négligeable par rapport au Q des éléments du réseau d'adaptation.

D'après [16], et en appliquant simplement l'énoncé de conservation de l'énergie pour cet exemple, l'efficacité du système est donnée par,

$$\eta_m = \frac{P_a}{P_{in}} = \frac{1 - \left(\frac{1}{Q'} + \frac{1}{Q}\right) \left(2\omega \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{P_{in}}\right)}{\left(1 + \frac{Q_a}{Q'}\right)} \quad (\text{III. 19})$$

Cette équation est obtenue en supposant que le facteur Q_s est négligeable, et que tous les éléments du réseau du même type, c'est-à-dire tous les éléments électriques ou magnétiques, ont la même valeur de Q . Avec cette hypothèse, un examen de l'équation ci-dessus indique que l'efficacité du réseau sera maximale pour les réseaux qui n'ont pas d'éléments qui stockent l'énergie sous la même forme que l'antenne, en d'autres termes $U_i = 0$. Par exemple, un réseau d'adaptation reliant l'antenne avec une réactance d'entrée positive (inductive) au générateur sera plus efficace s'il est réalisé uniquement avec des capacités plutôt qu'avec des capacités et des inductances. Autrement dit; les inductances du réseau échangent de l'énergie avec les capacités du réseau, et non avec l'antenne. Ce transfert d'énergie entre les éléments du réseau produit une perte supplémentaire, due au Q fini des éléments, ce qui dégrade l'efficacité.

Dans le cas où $U_i = 0$, l'efficacité du système est donnée par,

$$\eta_{\text{système}} = \frac{\eta_{\text{ray}}}{\left(1 + \frac{Q_a}{Q'}\right)} \quad (\text{III. 20})$$

Les éléments du réseau d'adaptation seront choisis selon la valeur de l'impédance (réactance) d'entrée de l'antenne à la fréquence à laquelle on veut adapter l'antenne. D'après la

Figure III. 18 (a), l'impédance d'entrée de l'antenne non chargée a une partie imaginaire inductive (positive) dans la bande de fréquences en dessous de sa résonance naturelle (courbe noire). Ceci implique que le réseau d'adaptation doit être réalisé à partir de capacités. A noter que pour un circuit d'adaptation ayant des éléments purement réactifs, c.à.d. Q' très élevé, l'efficacité du système $\eta_{\text{ystème}}$ sera égale à celle de l'antenne η_{ray} ; ce qui correspond à un cas idéal.

2.2.2 Choix du circuit d'adaptation

La sélection d'un circuit d'adaptation dépend de plusieurs facteurs comme le lieu d'impédance à adapter et la bande à couvrir. Pour notre cas d'étude, l'adaptation de l'antenne sera considérée à une seule fréquence car on vise une bande instantanée étroite. La bande passante du circuit ne sera pas un critère important dans la réalisation, ce qui constitue un cas bien particulier. Pour cela, la topologie du circuit d'adaptation le plus simple est choisi : le réseau en L.

Il existe deux configurations du circuit d'adaptation en L [17], comme l'indique la **Figure III. 20**. Si l'impédance de charge normalisée, $z = Z_{\text{load}} / Z_{\text{in}}$, est à l'intérieur du cercle $1 + jx$ sur l'abaque de Smith ($R_{\text{load}} > R_{\text{in}}$), alors le circuit de la **Figure III. 20 (a)** doit être utilisé. En revanche, si l'impédance de charge normalisée est en dehors du cercle $1 + jx$ sur l'abaque de Smith ($R_{\text{load}} < R_{\text{in}}$), le circuit de la **Figure III. 20 (b)** doit être utilisé. Pour notre cas d'étude, et pour les fréquences d'intérêt, l'impédance de l'antenne est inférieure à 0.5Ω (voir les résonances sur la **Figure III. 18 (a)**). Et comme l'impédance de l'antenne doit être adaptée à 100Ω , le réseau de la **Figure III. 20 (b)** sera alors utilisé ($R_{\text{load}} < 100 \Omega$).

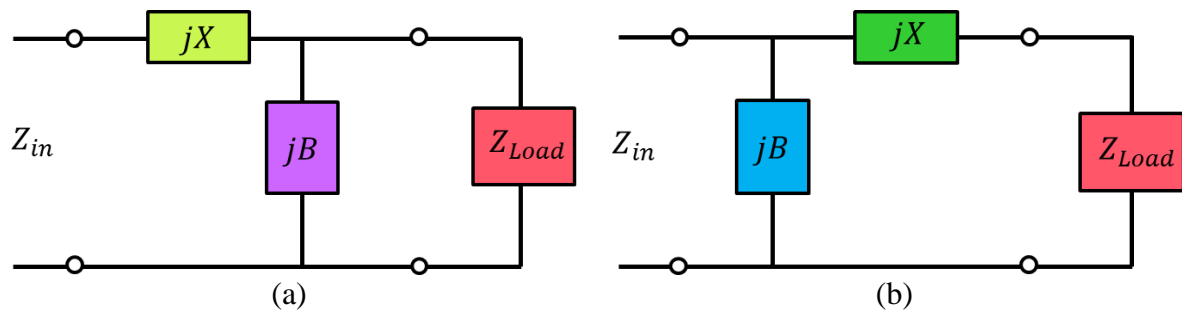


Figure III. 20 : Circuit d'adaptation en L (a) Pour $R_{\text{load}} > R_{\text{in}}$ et (b) Pour $R_{\text{load}} < R_{\text{in}}$.

Prenons le circuit de la **Figure III. 20 (b)**, l'impédance vue en regardant le circuit d'adaptation suivi de l'impédance de charge, doit être égale à Z_{in} ,

$$\frac{1}{Z_{\text{in}}} = jB + \frac{1}{R_{\text{Load}} + j(X + X_{\text{load}})} \quad (\text{III. 21})$$

Après réorganisation et séparation de l'équation en parties réelle et imaginaire, on obtient,

$$X = \pm \sqrt{R_{\text{Load}}(Z_{\text{in}} - R_{\text{Load}})} - X_{\text{Load}} \quad (\text{III. 22})$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_{\text{in}} - R_{\text{Load}})/R_{\text{Load}}}}{Z_{\text{in}}} \quad (\text{III. 23})$$

Les capacités du réseau d'adaptation sont données par,

$$C_X = -\frac{1}{X\omega} \quad (\text{III. 24})$$

$$C_B = \frac{B}{\omega} \quad (\text{III. 25})$$

Les paramètres du circuit d'adaptation sont codés sous Matlab afin de calculer les valeurs des capacités du réseaux d'adaptation. La **Figure III. 21** montre l'antenne de la **Figure III. 18** simulée avec un réseau d'adaptation capacitif ayant C_S et C_P obtenues du code Matlab selon la fréquence à laquelle on veut adapter l'antenne. L'impédance d'entrée ainsi que l'efficacité du système sont données sur la **Figure III. 21**. Pour faire résonner et adapter l'antenne aux mêmes fréquence de la **Figure III. 18**, le **Tableau III. 2** montre les différentes valeurs des capacités du réseau d'adaptation ainsi que le facteur de miniaturisation $f_{\text{résonance}}/1.56$. Ce facteur est définie comme le rapport entre la fréquence de résonance du système antenne + circuit d'adaptation et la fréquence de résonance naturelle de l'antenne.

Tableau III. 2 : Valeurs des capacités du réseau d'adaptation et facteur de miniaturisation selon la fréquence de résonance souhaitée.

$f_{\text{résonance}}$ [GHz]	Circuit d'adaptation	C_s [pF]	C_p [pF]	Facteur de miniaturisation
1.30	MC-1	2.6	18.8	0.83
1.14	MC-2	3.5	29.8	0.73
1.02	MC-3	4.5	36.8	0.65
0.93	MC-4	5.4	42.8	0.59
0.86	MC-5	6.4	47.8	0.55

La **Figure III. 21 (b)** présente les impédances vue par la source et montre que le système est correctement adapté sur 100Ω pour chacune des fréquences étudiées. La courbe d'efficacité de rayonnement montre une forte dégradation d'autant plus que l'on s'écarte de la résonance naturelle de l'IFA non chargée. Ceci est due au fait que l'efficacité du système antenne + circuit d'adaptation est principalement gouvernée par celle de l'antenne seule (équation **(III. 20)**).

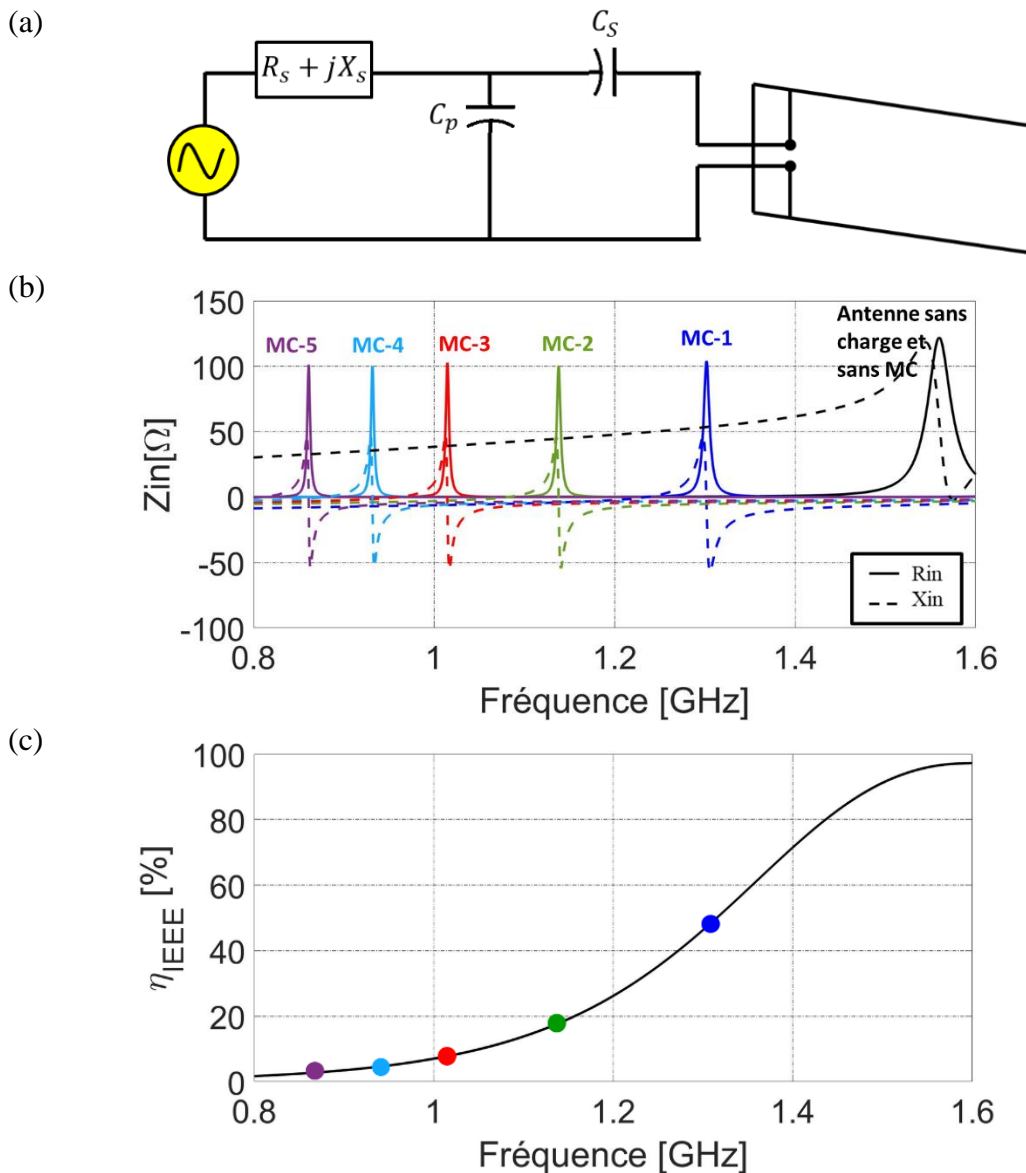


Figure III. 21 : (a) Schéma de l'antenne IFA avec son circuit d'adaptation en L purement capacitif (b) Impédance d'entrée et (c) Efficacité de rayonnement du système antenne + circuit d'adaptation.

La **Figure III. 22** montre un récapitulatif de la comparaison entre la miniaturisation par ajout d'une charge localisée et la miniaturisation par un réseau d'adaptation en terme d'efficacité de rayonnement η_{IEEE} et de coefficient de réflexion S_{11} . D'après la figure, il est clair que le circuit d'adaptation garanti par construction une bonne adaptation d'impédance sur toute la bande de fréquences. Cependant, la dégradation en efficacité est importante. Quant à l'antenne chargée sur la structure, un niveau d'adaptation de -10 dB est maintenu, ce qui est considéré acceptable pour les applications IoT prévues pour cette antenne. Plus important, le chargement sur la structure de l'antenne a l'avantage de pouvoir maintenir un niveau d'efficacité supérieur à 50% sur toute la bande car la résonance est translatée à la fréquence considérée. En revanche la miniaturisation par un circuit d'adaptation subit la courbe décroissante en fréquence de l'efficacité intrinsèque de l'antenne non chargée dont la résonance demeure fixe à sa fréquence naturelle. Par conséquent, la miniaturisation par ajout de

composant sur la structure est préférable pour la topologie d'antenne IFA dès lors que le facteur de miniaturisation visé est important.

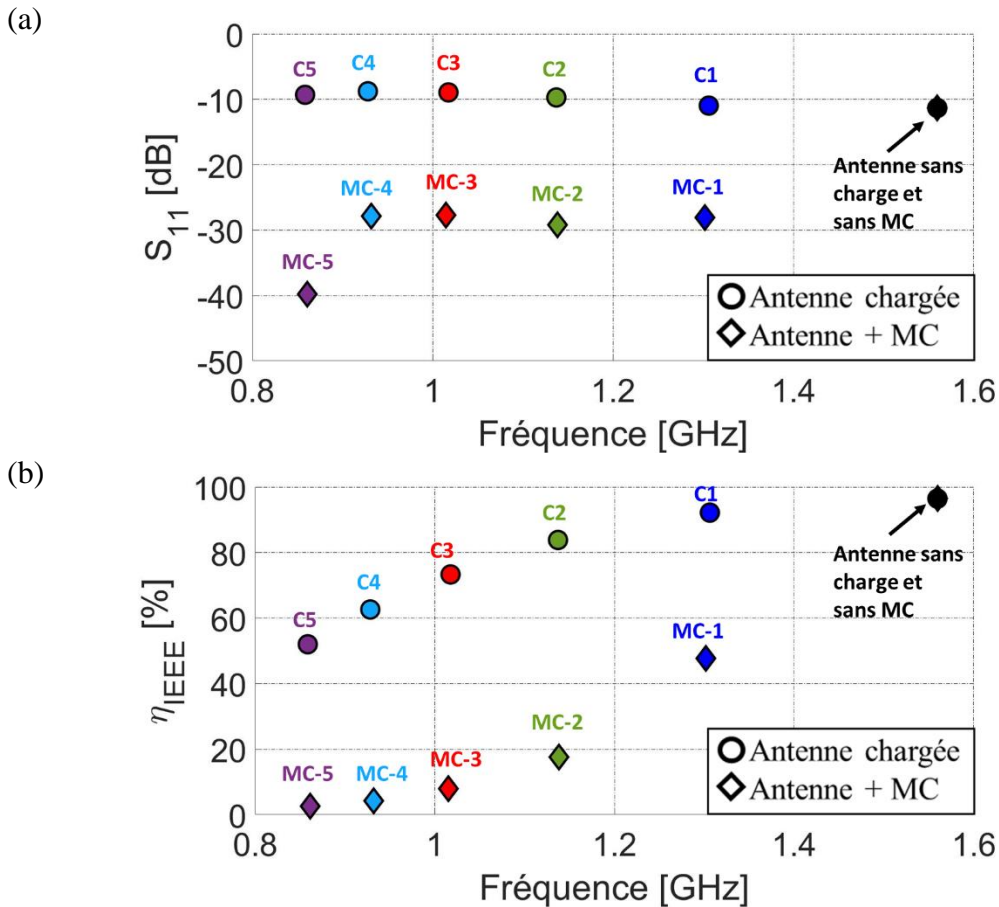


Figure III. 22 : Comparaison des performances entre les deux techniques de miniaturisation (a) Coefficient de réflexion et (b) Efficacité de rayonnement.

L'étude réalisée dans cette partie nous permet de conclure que pour une antenne miniature et reconfigurable sur une large plage de fréquence (>30%), il semble préférable de travailler à la résonance parallèle pour optimiser l'efficacité. Ceci amène à se poser la question de savoir si ce résultat est toujours valide lorsque l'on considère, cette fois, une faible excursion de fréquence (<2%) sur une IFA miniaturisée c'est à dire fortement chargée (comme dans le contexte de cette thèse). La question est d'évaluer, pour une excursion de fréquence donnée, à partir de quelle valeur de Q d'antenne il est préférable d'utiliser un circuit d'adaptation à perte donnée plutôt que la charge reconfigurable. Cette étude nécessite de prendre en compte les pertes du circuit d'adaptation. Une partie de cette étude est abordée dans la section suivante, et le reste de l'étude sera traité dans un autre cadre de travail.

2.2.3 Réseau d'adaptation avec pertes

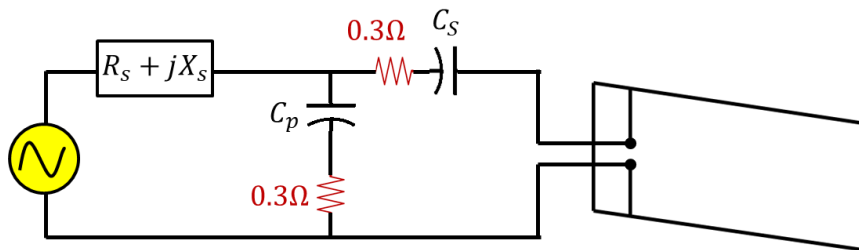
Pour pouvoir adapter convenablement l'antenne, les deux éléments du réseau doivent être de pures réactances (capacités). Ce qui n'est pas le cas en réalité où les composants (éléments) présentent des pertes résistives (ESR) non négligeables, surtout dans les cas où des composants commandables sont introduits pour adapter l'antenne sur plusieurs fréquences. Les composants commandables présentent des valeurs de ESR généralement plus élevées qu'un composant

passif. Pour cela l'étude d'un réseau d'adaptation doit être réalisée en tenant compte des pertes ohmiques introduites.

La **Figure III. 23 (a)** présente un schéma de l'antenne IFA non chargée simulée avec un circuit d'adaptation où les composants présentes des pertes. Les pertes de ces capacités sont représentés par une résistance série ayant la valeur de 0.3Ω . L'impédance d'entrée du système « antenne + réseau d'adaptation à pertes » est tracée sur la **Figure III. 23 (c)**. Pour les mêmes éléments et valeurs du réseau d'adaptation, l'introduction des pertes ohmiques fait diminuer l'amplitude de l'impédance d'entrée ($R_{in} < 40 \Omega$). De ce fait, l'antenne n'est plus adaptée à 100Ω et le circuit d'adaptation n'est plus fonctionnel.

En plus, l'introduction des pertes signifie que les facteurs de qualité des éléments du réseau ne sont plus infinis, et que l'efficacité du système sera dépendante aussi des facteurs de qualité des éléments (équation (III. 20)). En d'autres terme, et d'après l'équation (III. 20) l'efficacité du système diminuera avec l'introduction des pertes au réseau

(a)



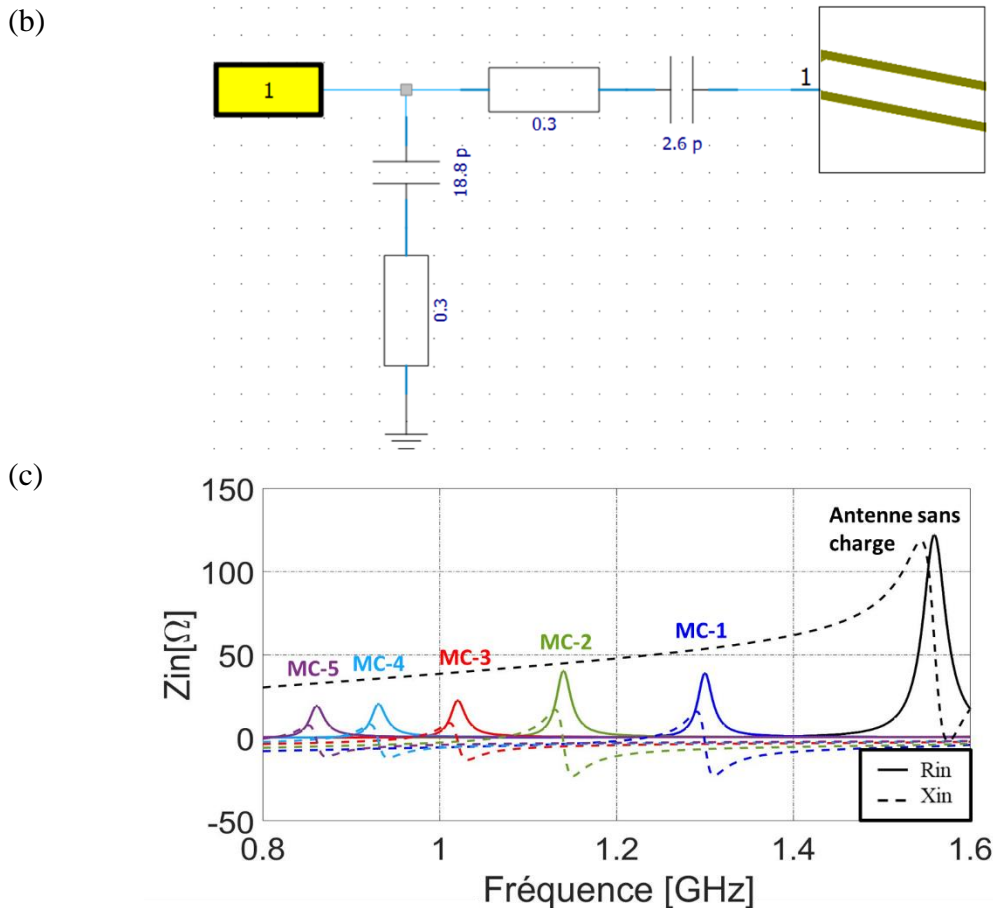


Figure III. 23 : (a) Schéma de l'antenne IFA avec son circuit d'adaptation en L avec pertes résistives (b) Schématique du système simulé sous MWS (exemple de MC1 + pertes) (c) Impédance d'entrée du système antenne + circuit d'adaptation.

Théoriquement, l'efficacité du système peut être estimée en utilisant l'expression (III. 20). Cependant, cette expression est dépendante du facteur de qualité de l'antenne seule. L'expression du facteur de qualité de l'antenne, calculée selon l'équation (III. 8), n'est valide qu'à la résonance initiale de l'antenne (sans circuit d'adaptation). En plus, l'expression de l'efficacité du système de (III. 20) est obtenue en supposant que tous les éléments du circuit ont le même facteur de qualité, ce qui n'est pas le cas pour notre circuit.

Pour cela, l'antenne est simulée avec le réseau d'adaptation à pertes pour étudier l'impact des pertes ohmiques sur l'efficacité du système. La Figure III. 24 (a) montre la configuration de l'antenne simulée avec la capacité série et parallèle du réseau ayant chacune une résistance série de 0.3 Ω . Les capacités du circuit (les éléments discrets) sont connectées à l'antenne et la source par des fils en PEC (Perfect Electric Conductor) pour ne pas avoir plus de pertes dans le circuit. L'efficacité totale du système η_{systeme} est tracée sur la Figure III. 24 (b) en fonction de la fréquence. Pour le cas d'un faible facteur de miniaturisation (MC-1), le circuit d'adaptation présente une efficacité η_m de 40.7 %, ce qui induit une efficacité de 19.4 % pour le système total circuit + antenne. Pour le cas d'une forte miniaturisation (MC-5), l'efficacité du circuit diminue à 19.7 %, ce qui dégrade encore plus fortement l'efficacité du système (0.5 %), d'autant que l'efficacité de l'antenne seule est déjà très faible pour ce cas.

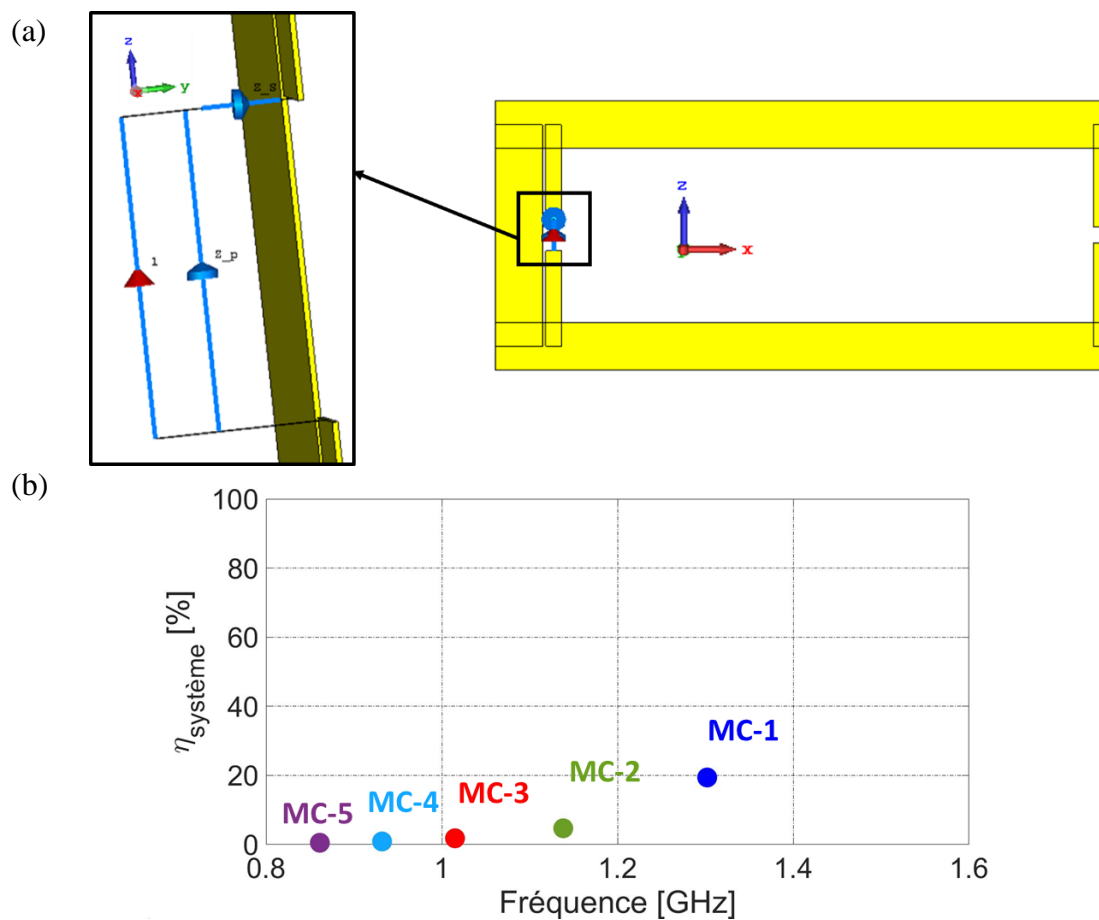


Figure III. 24 : (a) Configuration de l'antenne IFA simulée avec le circuit d'adaptation à pertes (b) Efficacité du système « antenne + circuit à pertes » en fonction de la fréquence.

Pour pallier au problème de la désadaptation d'impédance d'un réseau présentant des éléments ayant un facteur de qualité fini (partie résistives non négligeable), la résistance (conductance) associée à chaque élément peut être combinée avec celle du générateur (source) et de l'antenne laissant un réseau purement réactif reliant l'impédance modifiée du générateur à celles de l'antenne. La **Figure III. 25** présente un réseau d'adaptation en L contenant deux éléments ayant une partie résistive non négligeable, dont le but est d'adapter une impédance Z_s à une impédance Z_{antenne} . Ce réseau est ensuite modifié de façon à devenir un nouveau réseau sans pertes, mais qui adaptera deux nouvelle impédance Z'_s et Z'_{antenne}

Cette étude nécessitera un nouveau calcul où l'impédance d'entrée sera dépendante des paramètres du circuit d'adaptation. Cette étude dépasse l'objectif principal de la thèse et sera traitée dans un autre cadre de travail.

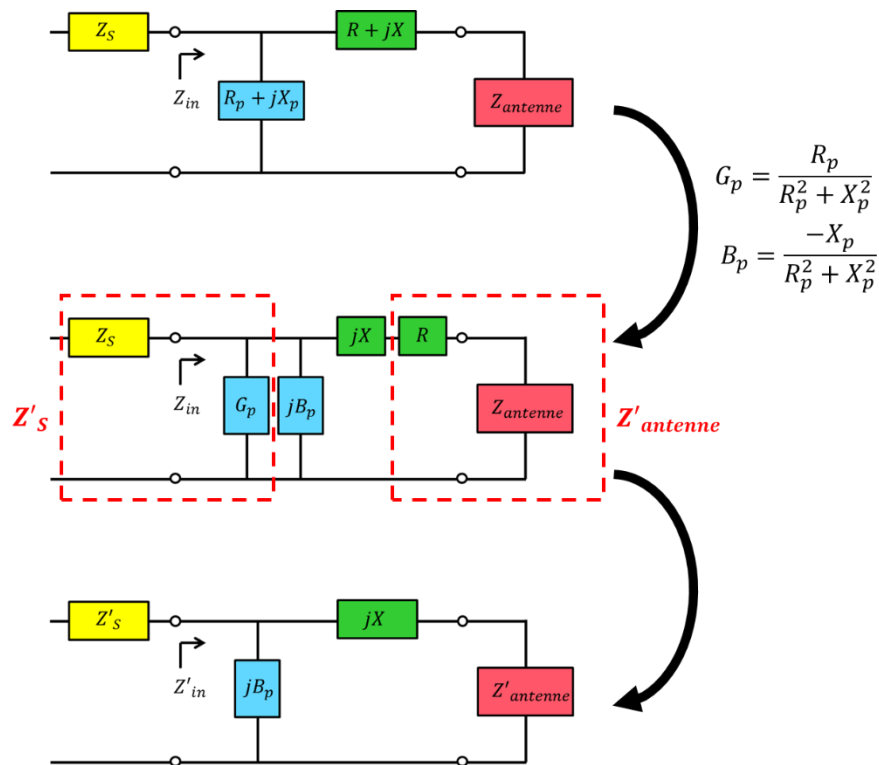


Figure III. 25 : Etapes de transformation d'un réseau d'adaptation avec pertes en un réseau d'adaptation sans pertes – exemple d'un simple réseau en L.

3 Prototypage et mesures

Après avoir validé l'intérêt de la technique de miniaturisation par ajout d'une charge sur la structure de l'antenne, il est maintenant important de valider ces résultats de simulation grâce à la mesure de prototypes.

3.1 Prototype $L1$

Un premier prototype d'antenne chargée est réalisé avec les mêmes caractéristiques (dimensions, charges sur la structure) que l'antenne simulée de la **Figure III. 17**. Une vue 3D de l'antenne proposée, ainsi qu'une photographie du prototype réalisé, sont présentées sur la **Figure III. 26**. Les dimensions de l'antenne sont présentées sur la **Figure III. 26 (b)**. L'antenne imprimée (dimensions électriques $0.11\lambda \times 0.046\lambda$ à 863 MHz) est réalisée sur un substrat Rogers RO4003C ($\epsilon_r = 3.55$) d'épaisseur 0,8 mm avec une métallisation double face. L'épaisseur de métal (Cuivre) est de 36 μm . Des vias sont placés à l'extrémité du plan de métallisation ainsi qu'autour de l'emplacement des connecteurs SMA afin d'assurer une bonne liaison électrique entre les deux couches de métal.

La sonde d'excitation est connectée à la piste d'alimentation de l'IFA par des capacités fixes de 8 pF (GRM1885C2A8R0WA01D) [18] dont la fonction est de corriger le comportement inductif de l'impédance d'entrée de l'antenne. L'antenne IFA est chargée à son

extrémité par une capacité GQM1875C2ER30WB12D [19] de 0.3 pF sur chaque face. Ce type de capacité présente une tolérance δ_c de 0.05 pF.

A noter que dans cette partie, les antennes ont été simulées en supposant que l'ESR de la capacité de miniaturisation est de 1Ω (contre une ESR de 0.3Ω dans la partie précédente). En effet, les mesures et rétro simulations d'impédance de plusieurs antennes via un impédancemètre (à 20 MHz) ont montré que les capacités de faibles valeurs ont des ESR qui sont plutôt de l'ordre de 1Ω .

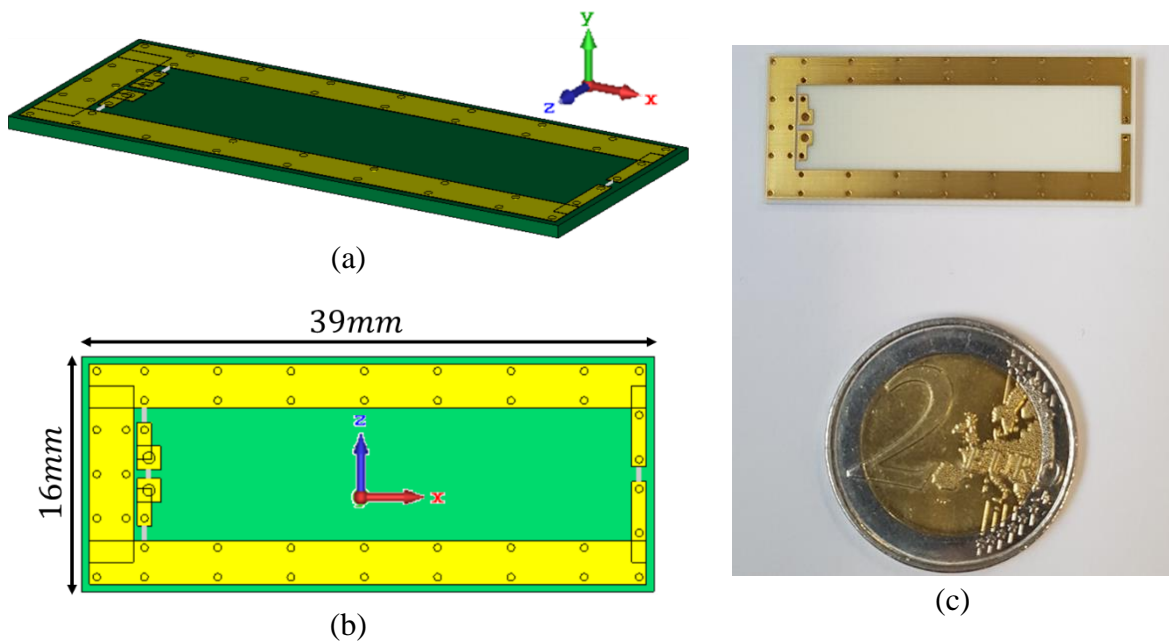


Figure III. 26 : (a) Vue 3D du Prototype *LI* simulée (b) Dimension de l'antenne et (c) Photographie de l'antenne réalisée.

3.1.1 Impédance d'entrée

La **Figure III. 27** présente une comparaison entre mesure et simulation de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion de l'antenne. La résonance de l'antenne simulée est décalée de 3.6 % vers les hautes fréquences par rapport à celle de l'antenne mesurée. Ce décalage fréquentiel est principalement lié au substrat ou à la tolérance δ_c de la capacité de charge à l'extrémité (capacité de miniaturisation). Pour la partie réelle, l'erreur en amplitude entre la simulation et la mesure pourrait être expliquée par le décalage fréquentiel entre les deux impédances. La **Figure III. 27 (b)** montre que la bande passante -10 dB est de 0.28 % (859.6-862.1 MHz) pour la simulation, tandis que l'antenne n'est pas adaptée à -10 dB, ce qui est expliqué par la partie réelle élevée ($\sim 200 \Omega$) de l'impédance mesurée.

Le facteur de qualité de l'antenne *LI*, calculé à partir de la courbe d'impédance d'entrée à la résonance, et de 228 et 187 pour la simulation et la mesure respectivement. D'après la **Figure III. 27**, on peut remarquer que l'antenne mesurée est sensiblement plus miniature que l'antenne simulée tout en ayant les mêmes dimensions et un facteur de qualité moins élevé. Ce

qui suggère, d'après les limites fondamentales des antennes [6], que l'antenne mesurée sera moins efficace que la simulation.

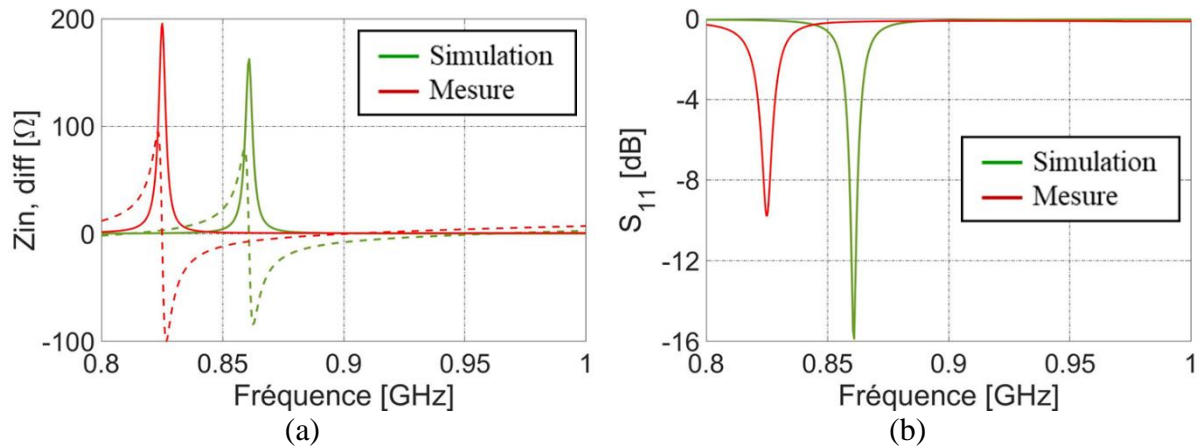


Figure III. 27 : Prototype *LI* - Simulation vs. Mesure (a) Impédance d'entrée et (b) Coefficient de réflexion.

1.3.1.1.1 Tolérance de la capacité de miniaturisation et rétro simulation

Comme mentionnée, le type de capacité utilisée pour la miniaturisation des antennes présente une tolérance de l'ordre de 0.05 pF. Cette tolérance δ_c est supposée être une des raisons principales de la différence entre l'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne *LI*. Pour cela, l'antenne *LI* est simulée en introduisant une tolérance à la capacité de miniaturisation. La **Figure III. 28** Figure III. 28 : montre la partie réelle de l'impédance d'entrée simulée pour quelques valeurs de δ_c (0 pF, 0.0375 pF et 0.05 pF). Les trois impédances simulées sont comparées à la mesure. L'introduction de la tolérance a décalé la résonance vers les basses fréquences et a réduit l'erreur en fréquence entre la simulation et la mesure de 3.6 % (capacité sans tolérance, $\delta_c = 0$) vers 1 % ($\delta_c = 0.05$ pF) et 0.3 % ($\delta_c = 0.0375$ pF). D'après ce résultat nous pouvons constater que la tolérance de la capacité n'est pas exactement égale à 0.05 pF et l'erreur en fréquence peut être corrigée en introduisant une valeur proche de 0.0375 pF à la capacité de miniaturisation.

Pour cela, et pour diminuer l'erreur entre la simulation et la mesure, une tolérance de $\delta_c = 0.0375$ pF sera introduite à la capacité de charge dans la suite de cette partie.

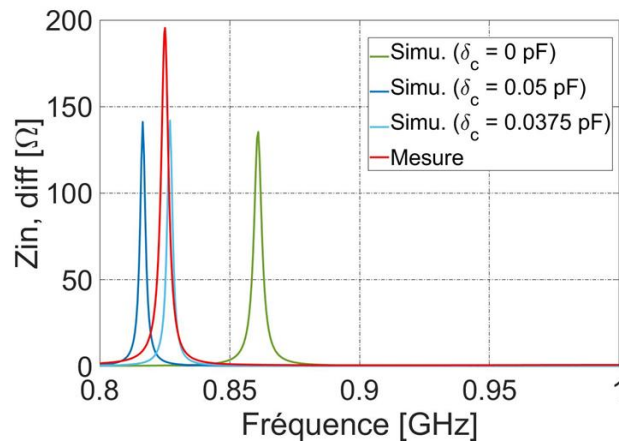


Figure III. 28 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour l'antenne **LI** simulée en introduisant la tolérance de la capacité de miniturisation.

3.1.2 Gain et efficacité de l'antenne

Le système de coordonnées ainsi que l'antenne placée dans le plan xoz sont donnés sur la **Figure III. 29 (a)**. Les **Figure III. 29 (b)** et **(c)** présentent une comparaison entre le gain total réalisé simulé et mesuré en fonction de l'angle d'élévation θ dans la direction la direction $\phi = 0^\circ$ (plan xoz) et $\phi = 90^\circ$ (plan xoy). Dans les deux plans xoz et yoz , on note un bon accord du gain total entre mesure et simulation avec une différence maximale de 1 dBi ($\phi = \theta = 90^\circ$). Dans les deux plans (xoy) et (xoz), le diagramme de rayonnement montre que l'antenne présente les caractéristiques d'un rayonnement omnidirectionnel. Le gain maximal réalisé est de -4.9 dBi. Cette valeur est inférieure à celle d'un dipôle classique en $\lambda/2$. Cette différence entre l'antenne **LI** et l'antenne dipôle est due à la miniaturisation de l'antenne.

L'efficacité totale mesurée est calculée à l'aide de l'intégration des diagrammes de gain réalisés mesurés pour les 4 plans de coupe ($\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ et 135°). L'efficacité totale de l'antenne est tracée sur la **Figure III. 29 (d)** en fonction de la fréquence. A noter que l'antenne est mesurée avec les câbles, c'est à dire que l'efficacité calculée contient des pertes due aux câbles. Ces pertes sont ensuite estimées (à partir du S_{21} de la matrice des câbles), puis leur valeur est soustraite de l'expression de l'efficacité pour obtenir l'efficacité de l'antenne seule. Les pertes des câbles sont estimées être de 0.53 dB dans la bande de fréquence. La comparaison des efficacités totales simulées et mesurées tracées sur la **Figure III. 29 (d)** montre un bon accord.

Toutefois, l'évaluation expérimentale de l'efficacité totale via la méthode d'intégration nécessite la mesure du rayonnement dans différents plans de coupe avec une configuration de mesure spécifique, non invasive utilisant un convertisseur optique/radiofréquence.

Afin de pouvoir estimer expérimentalement plus rapidement l'efficacité de l'antenne, la méthode de la cavité de Wheeler sera définie et utilisée pour le reste du chapitre.

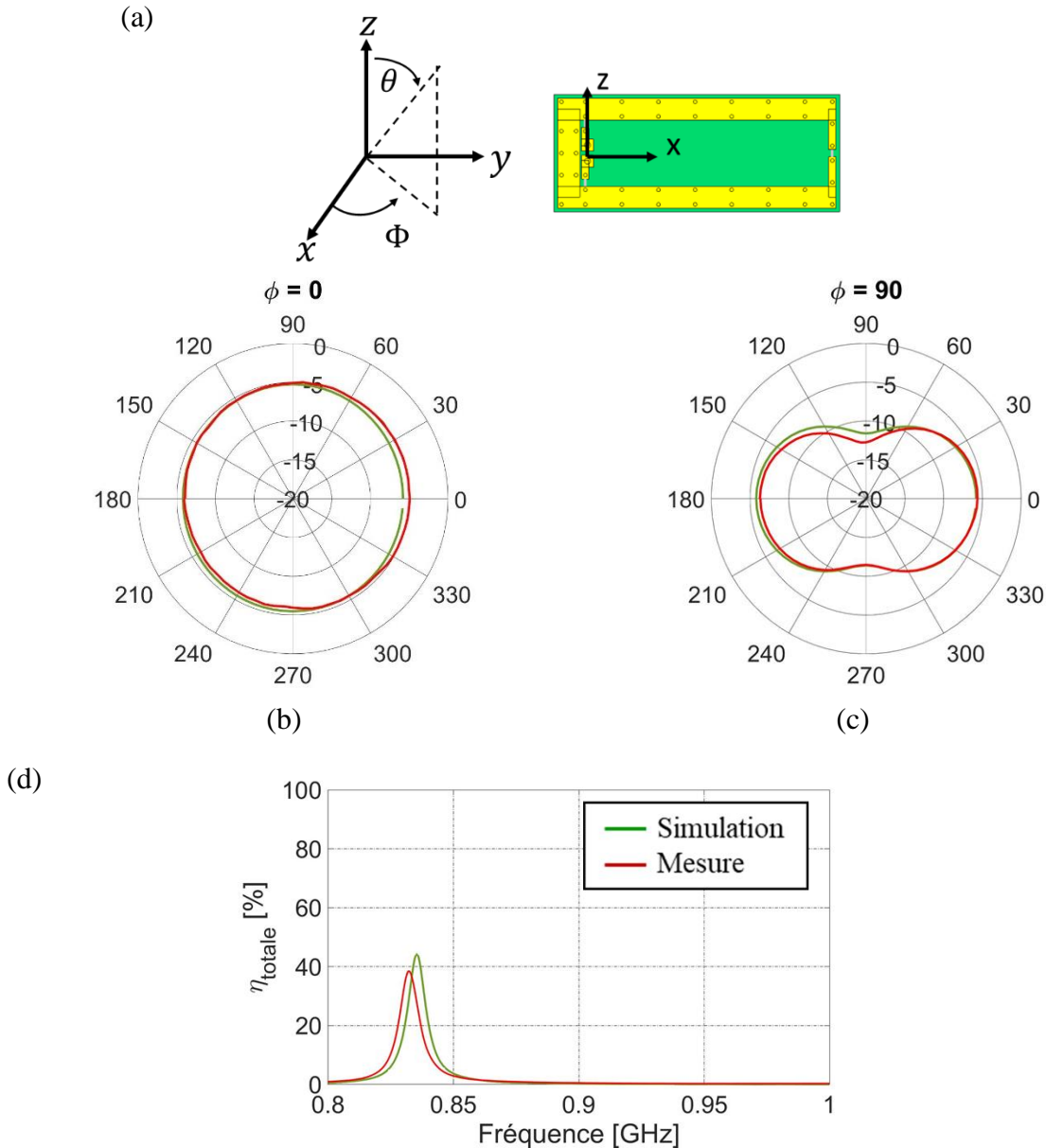


Figure III. 29 : (a) Système de coordonnées utilisé et un schéma de l'antenne simulée placée dans le plan (xoz) et Prototype **LI** : Comparaison du gain total réalisé entre simulation (vert) et mesure (rouge) (b) Dans le plan (xoz) et (c) Dans le plan (xoy), (d) Efficacité totale du prototype.

3.1.3 La cavité de Wheeler (Wheeler cap)

Comme présenté dans les deux premiers chapitres, l'efficacité de rayonnement d'une antenne est définie comme le rapport de la puissance rayonnée P_{ray} sur la puissance acceptée à l'entrée de l'antenne P_{acc} . Cette quantité peut également être exprimée comme le quotient :

$$\eta_{IEEE} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} \quad (\text{III. 27})$$

Où R_{ray} est la résistance de rayonnement et R_{pertes} est la résistance associée aux pertes.

Une méthode bien connue pour mesurer l'efficacité de rayonnement d'une antenne, et utilisée jusqu'à présent dans les travaux de la thèse, est de déterminer le gain intrinsèque G de l'antenne puis d'intégrer ce dernier afin de calculer l'efficacité :

$$\eta_{IEEE} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} G(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (\text{III. 28})$$

Il s'agit en principe d'une méthode, basée sur la définition de l'efficacité de l'antenne et valide pour les antennes non miniatures (voir les prototypes de taille moyenne réalisés dans le **Chapitre II** Sec. 5). En pratique, cependant, cette méthode présente une variété d'inconvénients qui peuvent rendre les résultats de mesure de l'efficacité imprécis dans le cas des antennes électriquement petites ayant une résistance de rayonnement faible et une grande sensibilité aux pertes résistives [21].

Dans l'expression (III. 27), la somme des deux paramètres du dénominateur est facilement mesurable ($R_{ray} + R_{pertes}$) car elle représente la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne) mais les deux termes ne sont pas facilement séparables, rendant l'efficacité difficile à estimer.

La méthode de la cavité de Wheeler, proposée dans [22], est une méthode simple pour mesurer l'efficacité de rayonnement des antennes électriquement petites. En 1959, Wheeler a défini la radiansphère, dont le rayon est égal à $\lambda/2\pi$, comme la frontière entre le champ proche et le champ lointain de l'antenne. Une cavité conductrice de ce rayon empêche le rayonnement sans changer le champ proche et permet le calcul de l'efficacité à la fréquence de résonance.

Dans cette méthode, un modèle de circuit résonateur simple de l'antenne (circuit RLC parallèle ou série) est supposé. L'efficacité est évaluée en effectuant deux mesures distinctes de l'impédance d'entrée de l'antenne à la résonance. La première mesure, concerne l'antenne en espace libre, où le rayonnement opère. Ainsi, la résistance de rayonnement combinée avec les pertes dans le modèle de circuit peut être évaluée. La deuxième mesure concerne l'antenne testée à l'intérieur d'une cavité métallique fermée, appelée cavité de Wheeler, spécialement conçue pour ne pas interagir avec le champs proche de l'antenne [22]. En fermant l'antenne avec une sphère conductrice de rayon égal à $\lambda/(2\pi)$, la résistance de rayonnement R_{ray} sera éliminée de l'impédance d'entrée et sans modifier significativement la résistance de pertes R_{pertes} (en supposant que la sphère conductrice ne modifie pas la répartition du courant sur l'antenne).

En utilisant cette méthode, l'efficacité de rayonnement d'une antenne peut être évaluée en séparant le rayonnement des pertes ohmiques dans l'antenne sur la base du modèle de circuit supposé, qui varie d'un type d'antenne à l'autre. Le montage expérimental de la mesure de l'antenne dans la cavité est présenté sur la **Figure III. 30** pour une antenne différentielle imprimée. Un dispositif d'alimentation spécifique a été réalisé à l'aide de câbles coaxiaux jumeaux pour la mesure différentielle en sphère de Wheeler permettant un étalonnage pour enlever les propriétés des câbles coaxiaux. Suivant la nature du modèle d'impédance du circuit RLC, série ou parallèle, l'efficacité du rayonnement peut alors être déterminée comme suit [23]:

Pour un circuit RLC série :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} = \frac{RE(Z_{in,el}) - RE(Z_{in,wc})}{RE(Z_{in,el})} \quad (\text{III. 29})$$

Pour un circuit RLC parallèle :

$$\eta_{ray} = \frac{RE(Z_{in,WC}) - RE(Z_{in,EL})}{RE(Z_{in,WC})} \quad (\text{III. 30})$$

$Z_{in,el}$ et $Z_{in,wc}$ représentent respectivement l'impédance d'entrée mesurée en espace libre et dans la cavité de Wheeler. Par conséquent, à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et avec deux mesures d'impédance d'entrée ($Z_{in,el}$ et $Z_{in,wc}$), l'efficacité de rayonnement peut être évaluée.

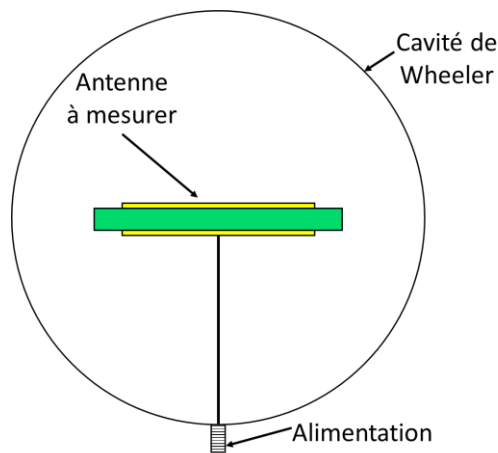


Figure III. 30 : Configuration de test pour la mesure de l'efficacité de l'antenne à l'aide de la méthode de la cavité de Wheeler.

La **Figure III. 31** montre l'antenne *LI* placée dans la cavité de Wheeler, ainsi que les impédances d'entrée mesurées en espace libre et dans la cavité. A la résonance, la partie réelle de l'impédance d'entrée mesurée en espace libre est de 195Ω , tandis que celle de l'antenne mesurée dans la cavité est de 352Ω . Comme l'antenne présente une résonance parallèle, l'équation **(III. 4)** est utilisée. L'efficacité de rayonnement calculée à partir de la méthode de Wheeler est tracée sur la **Figure III. 31 (c)** pour quelques points de fréquence autour de la résonance. Cette efficacité est calculée à l'efficacité de rayonnement simulée de l'antenne *LI*. Cette efficacité est calculée à l'efficacité de rayonnement simulée de l'antenne *LI*. L'efficacité de rayonnement de l'antenne à la résonance est alors de 44.1% , à comparer à 44.3% obtenue par simulation.

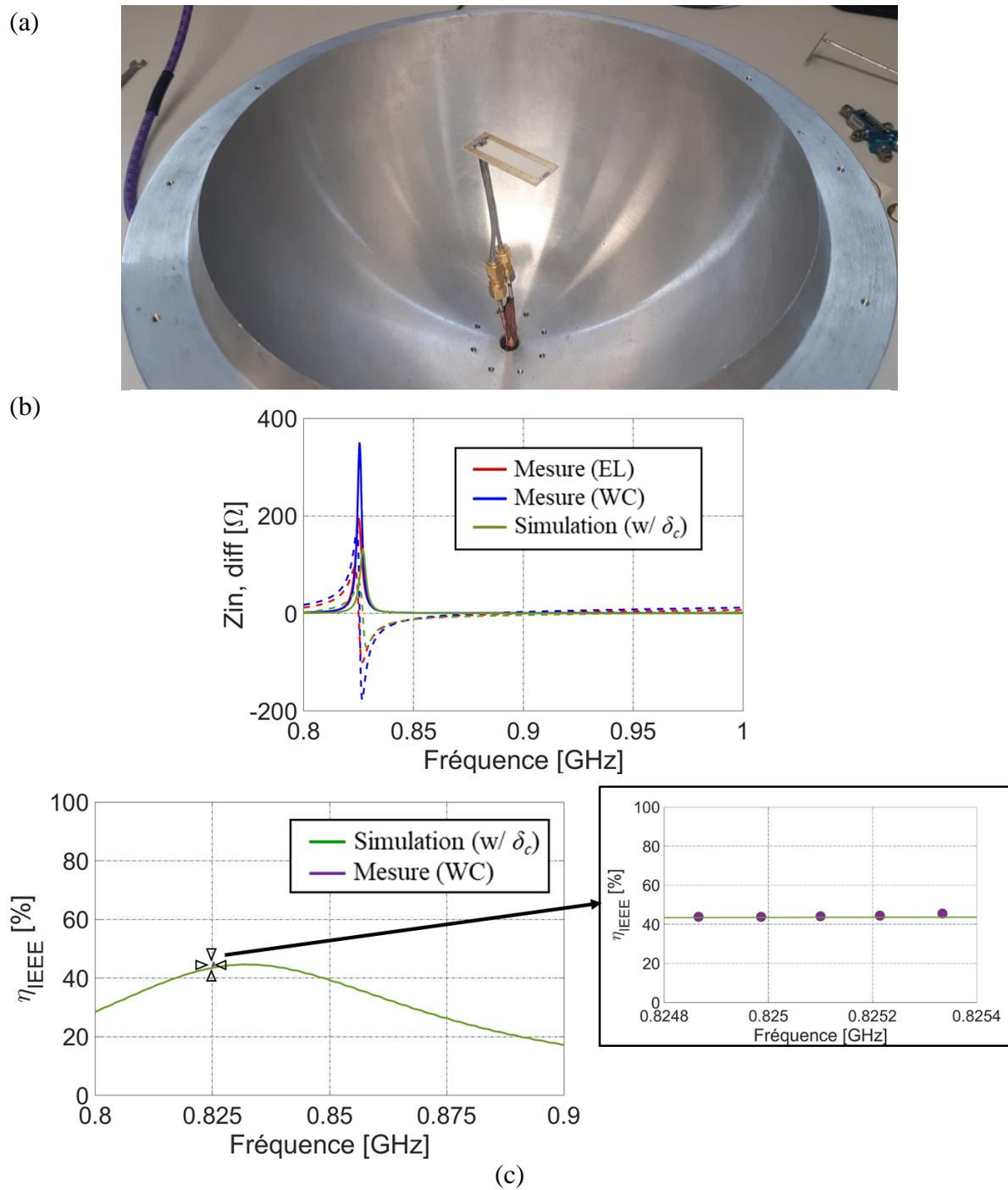


Figure III. 31 : (a) Le prototype *L1* placée dans la cavité de Wheeler (b) Impédance d'entrée de *L1* mesurée en espace libre et dans la cavité de Wheeler (c) Efficacité de rayonnement calculé avec la méthode de Wheeler et comparée à la simulation MWS.

3.2 Prototype *L2*

Un deuxième prototype est réalisé dans le but de vérifier expérimentalement les limitations des antennes électriquement petites. Le deuxième prototype d'antenne est conçu de

la même façon que le premier (même substrat et technologie double face) et est chargé à son extrémité par une capacité de 0.4 pF (au lieu de 0.3 pF pour *L1*) ce qui a permis de miniaturiser de nouveau l'antenne par rapport à la **Figure III. 26**. L'antenne *L2* a pour dimensions électriques $0.093\lambda \times 0.046\lambda$ à 863 MHz. Cette miniaturisation par augmentation de la valeur de la capacité aura un impact sur les performances de l'antenne.

La **Figure III. 32 (a)** montre les dimensions et une photographie du deuxième prototype placé dans la plan (xoz). Une comparaison entre la simulation et la mesure de l'impédance d'entrée (en espace libre et en cavité de Wheeler) et du coefficient de réflexion est présentée sur la **Figure III. 32 (b)** et **(c)**. Grâce à l'introduction de la tolérance δ_c , une erreur de 0.7% en fréquence est observée (au lieu de 4 % pour le cas d'une simulation sans δ_c).

La **Figure III. 32 (c)** montre, à la même fréquence de résonance, que le deuxième prototype simulé présente une bande relative de 0.29 % (de 830.3 MHz à 832.8 MHz) pour un coefficient de réflexion de -10 dB. Cependant, l'antenne mesurée n'est pas adaptée à -10 dB. Ceci est due à la valeur d'impédance d'entrée élevée de l'antenne mesurée.

La **Figure III. 32 (d)** montre une comparaison de l'efficacité de rayonnement de l'antenne *L2* mesurée, autour de la résonance avec la cavité de Wheeler, et l'efficacité simulée en fonction de la fréquence. A la résonance, l'antenne *L2* mesurée présente une efficacité de rayonnement η_{IEEE} de 27 %. Cette efficacité est calculée à partir des impédances de la **Figure III. 32 (b)** selon la méthode de Wheeler. Par contre, la simulation de l'antenne *L2* propose une efficacité de rayonnement de 32.1 % à la résonance ($\eta_{totale} = 31.4 \%$), ce qui est plus élevée par rapport à la mesure. Cette différence en efficacité peut être expliquée par le fait que l'antenne simulée est moins miniature que celle mesurée. D'autres facteurs comme les pertes (ESR) de la capacité peuvent contribuer à ces différences.

En comparant l'efficacité simulée de l'antenne *L1* (**Figure III. 27**) avec celle de l'antenne *L2* une dégradation d'efficacité totale de 27.5 % est observée. Cette chute en efficacité est liée à la taille réduite du deuxième prototype [6]. La surface de l'antenne *L2* fait 83 % de celle de *L1*.

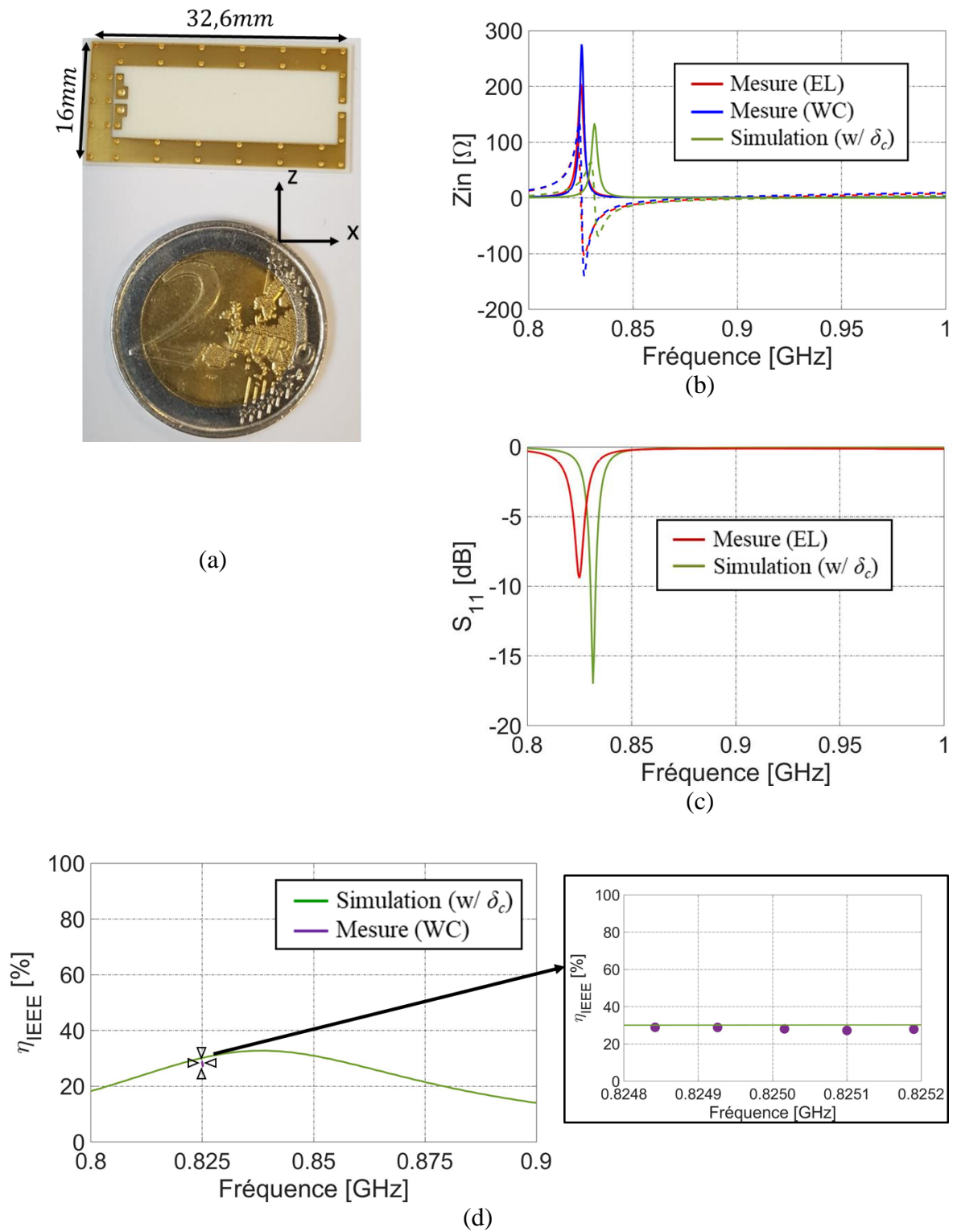


Figure III. 32 : (a) photographie du prototype L_2 réalisée (b) Impédance d'entrée et (c) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité de rayonnement de l'antenne.

3.3 Prototype *L3*

Ce prototype est destiné à vérifier les performances lorsque la surface occupée par l'élément rayonnant est réduite par conformation géométrique. L'idée est de mieux épouser la sphère minimale englobant l'antenne pour jauger l'impact sur les performances. La **Figure III. 33 (a)** montre une photographie du prototype réalisé ainsi qu'une comparaison entre la simulation et la mesure des performances de l'antenne conformée dans un cercle. Ce prototype consiste en une version d'IFA plane, courbée et double face. Elle s'inscrit sur une surface de $0.074\lambda \times 0.07\lambda$. L'antenne est chargée par la même capacité de 0.4 pF du prototype *L2* ($0.093\lambda \times 0.046\lambda$). La modification majeure par rapport au précédent prototype est la conformation dans un cercle qui permet à l'antenne d'occuper autant que possible la sphère de Chu par rapport aux topologies précédentes où la hauteur était plus fortement contrainte (16 mm soit $\lambda/22$).

La **Figure III. 33 (b)** montre l'impédance d'entrée du prototype *L3* en fonction de la fréquence. La résonance de l'antenne mesurée est toujours décalée 1 % vers les basses fréquences par rapport à la simulation (décalage de 4 % avant l'introduction de δ_c). La partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne *L3* est plutôt inductive. Ceci est dû aux effets de couplage entre le court-circuit et la sonde d'excitation. A noter que ce comportement inductif n'a pas été corrigé par des capacités à l'entrée comme le cas des deux autres prototypes. La **Figure III. 33 (c)** montre que le coefficient de réflexion est un peu amélioré par rapport aux précédents prototypes en simulation et en mesure. En effet, les courbes du S_{11} montrent que l'antenne *L3* est bien adaptée et présente une bande passante relative de 0.3 % (critère à -10 dB) en simulation, mais il est à la limite d'adaptation en mesure.

A noter que l'antenne simulée présente une efficacité de rayonnement de 35.1 % à la résonance ($\eta_{totale} = 34.7$ %). Ceci montre que l'antenne courbée est 6% plus efficace que l'antenne IFA *L2* sans repliement, ce qui est en adéquation avec la théorie des antennes électriquement petites [6] ; Mieux on remplit la surface antennaire "sphérique", plus l'antenne est efficace.

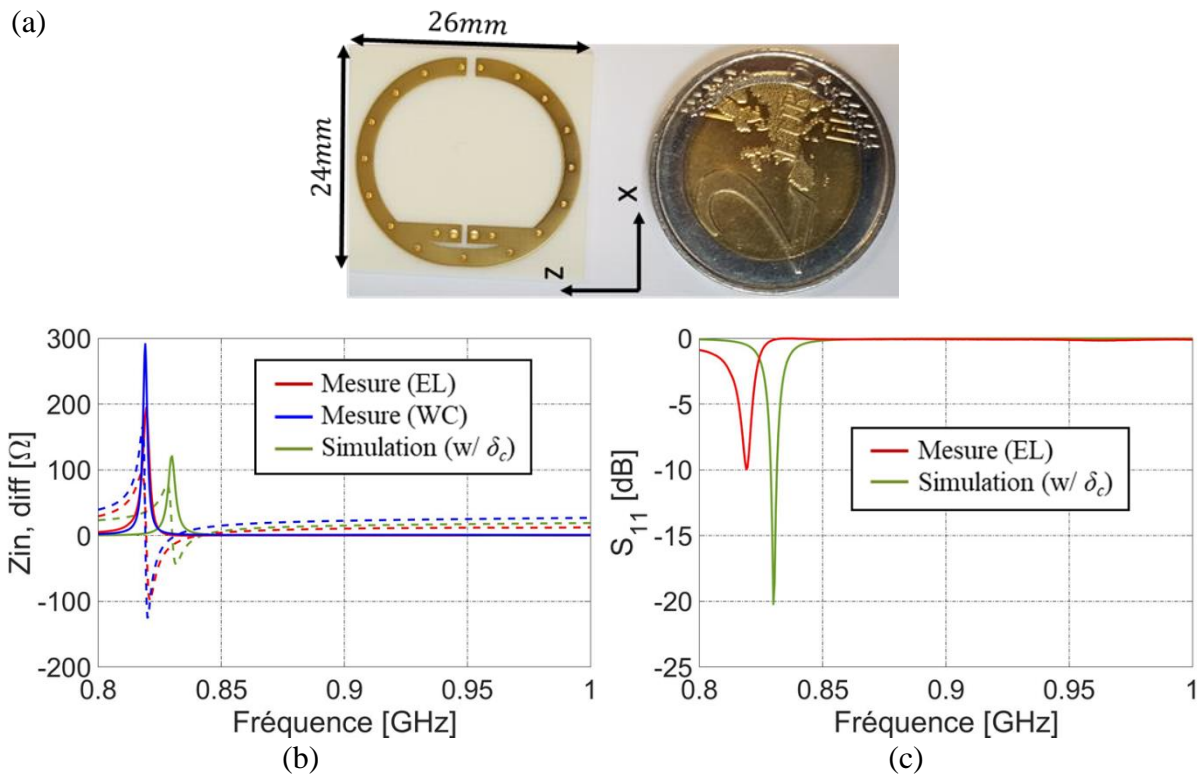


Figure III. 33 : (a) Photographie du prototype $L3$ (b) Impédance d'entrée, (c) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité totale de l'antenne.

L'efficacité de rayonnement de l'antenne $L3$ mesurée est aussi évaluée en utilisant la cavité de Wheeler. Les différentes valeurs d'efficacité de rayonnement des antennes $L1$, $L2$ et $L3$ sont résumées dans le **Tableau III. 3**. Il apparaît que la méthode de la cavité de Wheeler est simple à mettre en œuvre, et qu'elle donne des résultats plus précis, ce qui confirme les études dans [21], [24].

Tableau III. 3 : Les différentes valeurs d'efficacité de rayonnement η_{IEEE} des trois prototypes d'antennes chargées.

	Simulation	Mesure (méthode de Wheeler)
$L1$	44.3 %	44.1 %
$L2$	32.1 %	27 %
$L3$	35.1 %	33.1 %

Finalement, et pour confirmer l'erreur en fréquence entre les impédances simulées et mesurées des trois antennes, l'antenne $L3$ est simulée et mesurée en enlevant les capacités de miniaturisation et éliminer les incertitudes liées au valeurs du composant de charges. La **Figure III. 34** montre une comparaison de l'impédance d'entrée simulation et mesure de l'antenne $L3$ sans les capacités. L'antenne sans les capacités résonne au-delà de 1 GHz. La **Figure III. 34** montre que l'erreur en fréquence entre la simulation et la mesure à diminuer de 4 % à 0.26 %.

Cette meilleure convergence des résultats démontre que l'incertitude sur la capacité de charge est la raison principale du décalage fréquentielle entre la simulation et la mesure. L'écart toujours existante entre la simulation et la mesure sur l'amplitude s'est également réduite et elle résulte de pertes causées par le substrat ou une conductivité plus limitée du métal. L'effet de la conductivité sur l'amplitude de l'impédance d'entrée a été déjà analysé dans le chapitre précédent en utilisant le modèle d'antenne IFA non chargée. La différence sur le niveau moyen de la partie imaginaire semble liée à un décalage du plan de référence en mesure lors de l'étalonnage du dispositif de mesure différentiel.

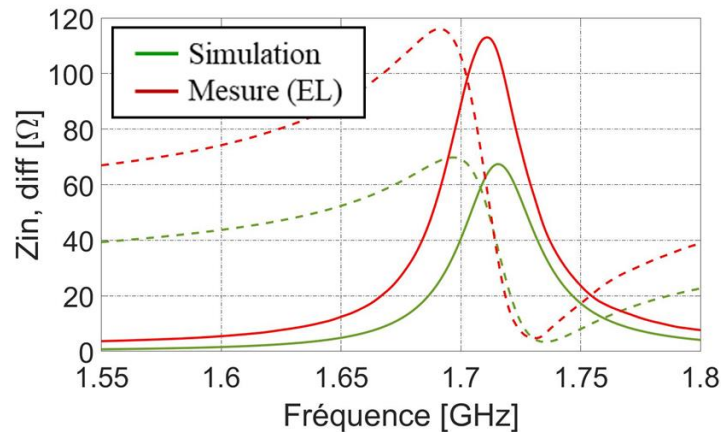


Figure III. 34 : Impédance d'entrée de l'antenne **L3** simulée et mesurée sans les capacités de charge.

Conclusion

Dans ce chapitre, une première partie a été consacrée à l'étude et au développement du modèle analytique d'antennes IFA chargée suivant deux configurations : par un composant placé en série et en parallèle. Une conversion « section cylindrique/ section rectangulaire » nous a permis d'adapter le modèle analytique de la version filaire de l'antenne IFA vers une version planaire avec une erreur de 0.6 % en fréquence de résonance. Ces deux modèles ont été utilisés pour analyser les techniques de chargement inductif et capacitif d'antenne IFA dans le but de les miniaturiser de façon optimale, sans trop réduire leur efficacité de rayonnement. Ils sont utilisés pour concevoir une antenne IFA miniature utilisant la technique de chargement à son extrémité par une capacité identifiée comme la plus performante. Les modèles présentent une bonne adéquation avec les simulations (erreur de moins de 0.8 % en fréquence de résonance et bonne représentation de l'efficacité à la résonance). Une évolution de la topologie d'antenne est finalement proposée lors de la conception de différents prototypes: il s'agit d'une antenne IFA imprimée sur un substrat en double face. Ces modèles d'IFA chargées constituent un outil utile pour définir les règles de conception de l'antenne IFA miniature mais le cas de l'introduction d'un substrat dans la structure de l'antenne n'a pas été suffisamment développé et le modèle se révèle imprécis pour prédire le comportement de l'antenne imprimée sur substrat d'épaisseur fine.

Dans la deuxième partie, nous avons comparé les deux techniques de miniaturisation par utilisation de charges localisées. La première technique consiste à placer l'élément de charge sur la structure de l'antenne. Cette technique ne garantit pas aisément une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de fonctionnement requise, mais permet de maintenir un niveau élevé de l'efficacité de rayonnement. La deuxième technique consiste à placer le composant de charge dans un circuit d'adaptation qui donne une excellente adaptation d'impédance, mais une efficacité plus réduite. La comparaison entre les deux techniques en terme de compromis efficacité/taille/adaptation montre que la technique de miniaturisation par ajout de charges sur la structure est plus avantageuse pour ce type d'antenne résonante dans le cas d'une excursion en fréquence relativement importante (>30 %).

La dernière partie a été consacrée à la réalisation et la caractérisation expérimentale de trois prototypes d'antenne IFA. Ces prototypes ont permis de valider la technique de miniaturisation présentée dans ce chapitre. La validation a été effectuée en confrontant les caractéristiques simulées et mesurées (Impédance d'entrée, coefficient de réflexion, gain et efficacité de rayonnement). Concernant l'impédance d'entrée de l'antenne, une erreur entre 3.5 % et 4 % a été observée entre la fréquence de résonance de l'antenne simulée et mesurée. Cette erreur est liée principalement à la tolérance de la capacité de charge utilisée. Un ajustement de 0.0375 pF a été introduit à la valeur de la capacité de charge pour réduire cette erreur. L'efficacité de l'antenne a été d'abord calculée par l'intégration du gain sur quatre plans de coupe. Un bon accord est obtenu grâce à la technique de mesure non invasive employée. Toutefois, afin de réaliser des mesures d'efficacité plus rapidement, la méthode de la cavité de Wheeler est testée dans ce chapitre pour le calcul de l'efficacité des trois antennes miniatures. Cette méthode se révèle plus simple à mettre en œuvre, même en configuration différentielle, et très précise sur les cas étudiés.

Références du Chapitre III

- [4] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," in Proceedings of the IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946, doi: 10.1109/JRPROC.1946.234568.
- [5] J. E. Storer and R. W. King "Radiation Resistance of a Two Wire Line" Proc. IRE, vol. 39, no. 11, pp. 1400-1412 Nov. 1951.
- [6] R. W. P. King C. W. Harrison D. W. Denton "Transmission line missile antennas" IRE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-8 no. 1 pp. 88-90 Jan. 1960.
- [7] A. D. Yaghjian S. R. Best "Impedance bandwidth and Q of antennas" IEEE Trans. Antennas Propag. vol. 53 no. 4 pp. 1298-1324 Apr. 2005.
- [8] E. Hallen, « Technical Investigation in The Transmitting and Receiving Qualities of Antennae » (1938).
- [9] R. W. King, « The Theory of Linear Antennas », 1956 – Chapitre 1 – pp. 16-20
- [10] R. S. Elliot, « Antenna Theory And Design », 1981 – Chapitre 7 – pp. 281 -325.
- [11] J. D. Kraus, « Antennas », 1988 – Chapitre 9 – pp. 368
- [12] R. Johnson, « Antenna Engineering Handbook » 3rd edition, 1993.

- [13] J.R. Moritz and Y. Sun, "Frequency Agile Antenna Tuning and matching", HF Radio Systems and Techniques, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 474), 2000, pp. 169-174.
- [14] B. K. Fankem, K. L. Melde, Zhen Zhou , "Frequency reconfigurable planar inverted F antenna (PIFA) with software-defined match control," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE , vol., no., pp.81-84, 9-15 June 2007.
- [15] A. Niang, A. de Lustrac, G. P. Piau, Guy. Sabanowski, & S. N. Burokur, (2017). VHF antenna miniaturization using external non-foster matching circuit. Microwave and Optical Technology Letters. 59. 986-991. 10.1002/mop.30441.
- [16] G. Smith, "Efficiency of electrically small antennas combined with matching networks," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 25, no. 3, pp. 369-373, May 1977.
- [17] D. Pozar « Microwave Engineering » 4th edition, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, 2012.
- [18] <https://www.mouser.fr/ProductDetail/Murata-Electronics/GRM1885C2A8R0WA01D?qs=4W3PNmGdEWHYmu4BAqIHEA%3D%3D>
- [19] <https://www.mouser.fr/ProductDetail/Murata-Electronics/GQM1875C2ER30WB12D?qs=QzBtWTOodeXWwMDi8jseqA%3D%3D>
- [20] L. J. Chu "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas" J. Applied Physics vol. 19 pp. 1163-1175 December 1948.
- [21] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Comparison of three methods for the measurement of printed antenna efficiency," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 1, pp. 136-139, Jan. 1988, doi: 10.1109/8.1084.
- [22] H. A. Wheeler, "The Radiansphere around a Small Antenna," in Proceedings of the IRE, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, Aug. 1959, doi: 10.1109/JRPROC.1959.287198.
- [23] Rishani, Nadeen & Laheurte, Jean-Marc & Protat, Stephane & Shubair, Raed. (2021). Optimization of the Wheeler Cap Technique for Efficiency Measurement of RFID Antennas Matched to Complex Loads. Progress In Electromagnetics Research Letters. 98. 25-31. 10.2528/PIERL21040207.
- [24] M. A. Moharram and A. A. Kishk, "Modified Wheeler cap method for measurement of antenna efficiency," 2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/URSIGASS.2014.6929034.

Chapitre IV : Conception d'une antenne miniature agile pour application IoT

Sommaire

Introduction	146
1 Etapes de conception de l'antenne agile	147
1.1 Caractéristiques/Géométrie de l'antenne sélectionnée	147
1.2 Le composant agile	148
1.3 Choix de la position du composant agile	151
2 Antenne IFA miniature agile intégrant une capacité variable (DTC)	152
2.1 Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en série	152
2.2 Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en bout	156
2.3 Conception d'antenne sur un plan de masse	161
2.4 Antenne agile NB IoT dans la bande LTE 800	166
Conclusion.....	169
Références du Chapitre IV	170

Introduction

Les antennes miniatures, étudiées et réalisées dans le **Chapitre III**, ont été conçues pour adresser instantanément une bande passante étroite de ~1 MHz. Le but de ce chapitre est d'introduire l'agilité fréquentielle afin de couvrir la totalité de la bande 868 MHz qui s'étend entre 863 et 876 MHz (13 MHz de bande totale). Il s'agit de faire fonctionner l'antenne miniature seulement dans la sous-bande exigée par la forme d'onde pour y viser les meilleures performances tout en miniaturisant l'antenne.

Ce chapitre a pour objectif d'investiguer la faisabilité d'une antenne IFA reconfigurable dans la bande 868 et compatible d'applications IoT fonctionnant instantanément par sous bandes. Pour ce faire, nous allons étudier une antenne IFA différentielle adaptée sur 100 Ω avant de passer vers une version monopolaire adaptée sur 50 Ω placée sur un plan de masse électriquement grand. Dans un premier temps, nous allons présenter la géométrie de l'antenne choisie, qui est un des prototypes réalisés dans le chapitre précédent. Ensuite, nous allons présenter l'effet de l'ajout d'une capacité variable après avoir décrit son architecture et évaluer les caractéristiques de ses différents paramètres clés. La deuxième partie sera consacrée à l'étude des performances de l'antenne agile en termes d'impédance d'entrée, coefficient de réflexion et efficacité totale.

1 Etapes de conception de l'antenne agile

Comme il a été montré dans le **Chapitre I**, les antennes miniatures reconfigurables sont prometteuses pour réduire les dimensions d'antenne. En effet, cette miniaturisation dans les bandes sub-GHz permet leur intégration sur des petits objets. Cependant, lorsqu'on réduit la taille électrique d'une antenne, on diminue son efficacité et sa bande passante. La reconfigurabilité, ou l'agilité fréquentielle, résout ce problème et permet d'avoir une large bande passante, en adressant instantanément une seule sous bande.

Dans notre étude, nous allons adresser la bande non licenciée ISM 868 MHz qui a été définie précédemment dans le **Chapitre I**. La miniaturisation des antennes est en effet plus critique aux grandes longueurs d'ondes (ex. bandes UHF). La stratégie adoptée dans ce travail consiste à concevoir une antenne agile en fréquence qui adresse instantanément un seul canal de largeur BP_{ins} pour recevoir ou émettre, dans une première étape. Typiquement, la largeur de la bande instantanée est inférieure à 1.4 MHz pour les applications IoT, ex. 200 kHz pour LoRa. Ensuite, nous allons étudier les performances de l'antenne et démontrer qu'elle peut couvrir la totalité des 13 MHz de la bande ISM 868.

1.1 Caractéristiques/Géométrie de l'antenne sélectionnée

Pour notre étude, un des trois prototypes d'antennes miniatures est utilisé. Le prototype **L1** présente les meilleures performances en termes de géométrie, efficacité et adaptation d'impédance. Pour rappel, cette antenne imprimée est réalisée sur un substrat Rogers RO4003C ($\epsilon = 3.55$) d'épaisseur 0,8 mm et une métallisation double face. Le métal fait 36 μm d'épaisseur. Des vias sont placés à l'extrémité du plan de métallisation ainsi qu'autour de l'emplacement des connecteurs SMA afin d'assurer une bonne liaison électrique entre les deux couches. La sonde d'excitation est connectée aux brins horizontaux de l'IFA par des capacités fixes de 8 pF dont la fonction est de corriger le comportement inductif de l'impédance d'entrée de cette antenne. L'antenne IFA est chargée à son extrémité par une capacité de 0.3 pF sur chaque face. La **Figure IV. 1** montre la version du prototype simulée sous MWS avec ses dimensions ainsi que l'emplacement des capacités sur une de ses deux faces. Cette antenne différentielle est excitée avec un port discret sous impédance de 100 Ω . Les performances de cette antenne résonante à 862 MHz obtenues par simulation sont présentées dans le **Chapitre III**. Cette antenne possède une bande instantanée de 0.98 MHz à - 10 dB ($|S_{11}|$).

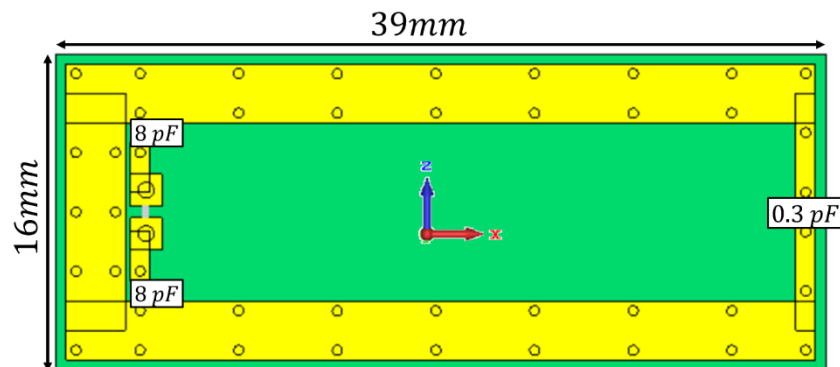


Figure IV. 1 : Dimensions de l'antenne *LI* simulée (voir **Chapitre III**).

1.2 Le composant agile

Les différentes techniques d'agilité fréquentielle ont été présentées dans le **Chapitre I**. Dans ce travail, l'agilité de l'antenne sera réalisée grâce à l'utilisation de capacités variables en technologie SOI (Silicon on Insulator) type DTC (Digitally tunable Capacitor). En effet, le laboratoire LAIR du STSF conçoit de tels types de DTC [1]. Cependant une capacité variable du commerce est choisie dans ce travail (DTC de Psemi) pour faciliter l'étude de l'antenne agile.

1.2.1 Capacité variable DTC en technologie SOI

La **Figure IV. 2** montre un schéma simplifié d'une capacité variable type DTC SOI [1]. Une capacité variable DTC est constituée d'un réseau de capacités commandées numériquement contenant N branches parallèles. Chaque branche n contient un interrupteur à base de transistor FET qui est contrôlé par un bit b_n valant « 0 » ou « 1 ». Une capacité est alors activée ou désactivée selon l'état de l'interrupteur (états ON/OFF). N bits sont donc nécessaires pour contrôler le condensateur variable. Deux parties peuvent être distinguées: la capacité elle-même et la partie commutation, implémentée à l'aide d'un certain nombre de transistors empilés.

Chaque branche est dimensionnée de manière différente mais régulière. La plus petite branche est commandée par le bit de poids faible (LSB, Least Significant Bit), et la plus grosse branche est commandée par le bit de poids fort (MSB, Most Significant Bit). Sur chaque branche, l'interrupteur est associé à un condensateur dont la capacité est activée ou désactivée par l'interrupteur (états respectivement ON et OFF).

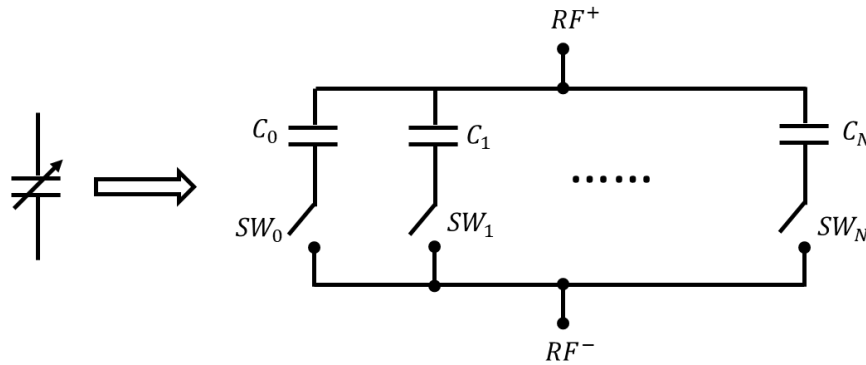


Figure IV. 2 : Architecture simplifiée d'une capacité variable commandée numériquement basée sur une banque de capacités commutées.

Les interrupteurs jouent un rôle essentiel dans la valeur de la capacité globale [1]. À l'état OFF, les FET ne se comportent pas comme des circuits ouverts, mais présentent des capacités que l'on souhaite les plus faibles possibles. La capacité du FET à l'état OFF étant du même ordre de grandeur que la capacité du condensateur en série, le FET contribue pleinement à la valeur globale de la capacité et participe donc au dimensionnement du condensateur variable. À l'état ON, l'interrupteur est idéalement un court-circuit. En conditions réelles, l'interrupteur possède une résistance série que l'on souhaite la plus petite possible. De même qu'à l'état OFF, le FET contribue de manière essentielle à la valeur globale de la résistance série du condensateur variable et donc au facteur de qualité.

Les paramètres les plus importants pour les capacités variables sont une faible résistance série équivalente (ESR, Equivalent Series Resistor), une large excursion capacitive (TR, Tuning Range), une petite taille, une linéarité élevée et une tension de claquage élevée. L'idée de minimiser l'ESR et de maximiser le TR a mené à l'établissement d'une métrique appelée facteur de mérite (FOM, Figure of Merit) qui est le produit $R_{on} * C_{off}$. Donc pour minimiser ESR et maximiser TR, il est important d'utiliser une technologie avec un faible FOM (voir **Chapitre I**). Aujourd'hui l'état de l'art des technologies CMOS SOI permettant d'avoir des condensateurs avec des facteurs de qualités élevés (>100) et des dispositifs de commutation de puissance élevée à faibles pertes, présente un *FOM* de l'ordre de $120 fs$ [3].

1.2.2 La capacité PE64907

Pour assurer l'agilité de l'antenne, nous avons choisi la DTC PE64907 de PSEMI (anciennement Perigrine, et dorénavant incorporé au groupe Murata) [4]. La **Figure IV. 3 (a)** montre les dimensions de la capacité et le schéma électrique équivalent.

La DTC PE64907 est une capacité ajustable numériquement [5]. Cette DTC possède 5 octets, soit 32 pas ou états. La plage de capacités va de 0.85 pF à 2.4 pF (TR de 2.82:1) par pas discrets de 50 fF et supporte une plage de fréquence de 100 MHz à 3 GHz. Il permet un réglage de précision, une incrémentation linéaire et une stabilité en température. Sa technologie (HaRP™) permet une linéarité IIP3 élevée de +65 dBm à 50 Ω , avec une performance harmonique de $2f_0/3f_0$ (-36 dBm) à 34 dBm RF (900 MHz). Une faible alimentation ($V_{DD} = 2.75 V$) et une intensité de veille de respectivement de 140 et 24 microampères prolongent la durée d'autonomie de la batterie des appareils électroniques. Le PE64907 est commandé par une interface à 3 fils (compatible SPI), le tout dans un boîtier de $2 \times 2 \text{ mm}^2$, ce qui facilite son

intégration dans les conceptions. Ce composant est utilisé pour les applications de réglage et d'adaptation d'impédance d'antenne, ainsi que pour l'accord des filtres et des déphaseurs destinés aux marchés RFID, les communications Machine-à-Machine (M2M) et les infrastructures sans fil.

Les expressions des différents paramètres de la DTC de la **Figure IV. 3 (a)** sont donnés dans le **Tableau IV. 1** en fonction des états de la capacité. Le facteur de qualité est tracé dans les **Figure IV. 3 (b)** et (c) en fonction de la fréquence et des états de la DTC respectivement. Un facteur de qualité entre 40 et 45 est observé pour les bandes de fréquence de 800 MHz et pour tous les états de la capacité. A noter que l'ESR varie entre 1.33 Ω et 3.12 Ω selon les états de la DTC. Une description complète du produit est détaillée dans [6].

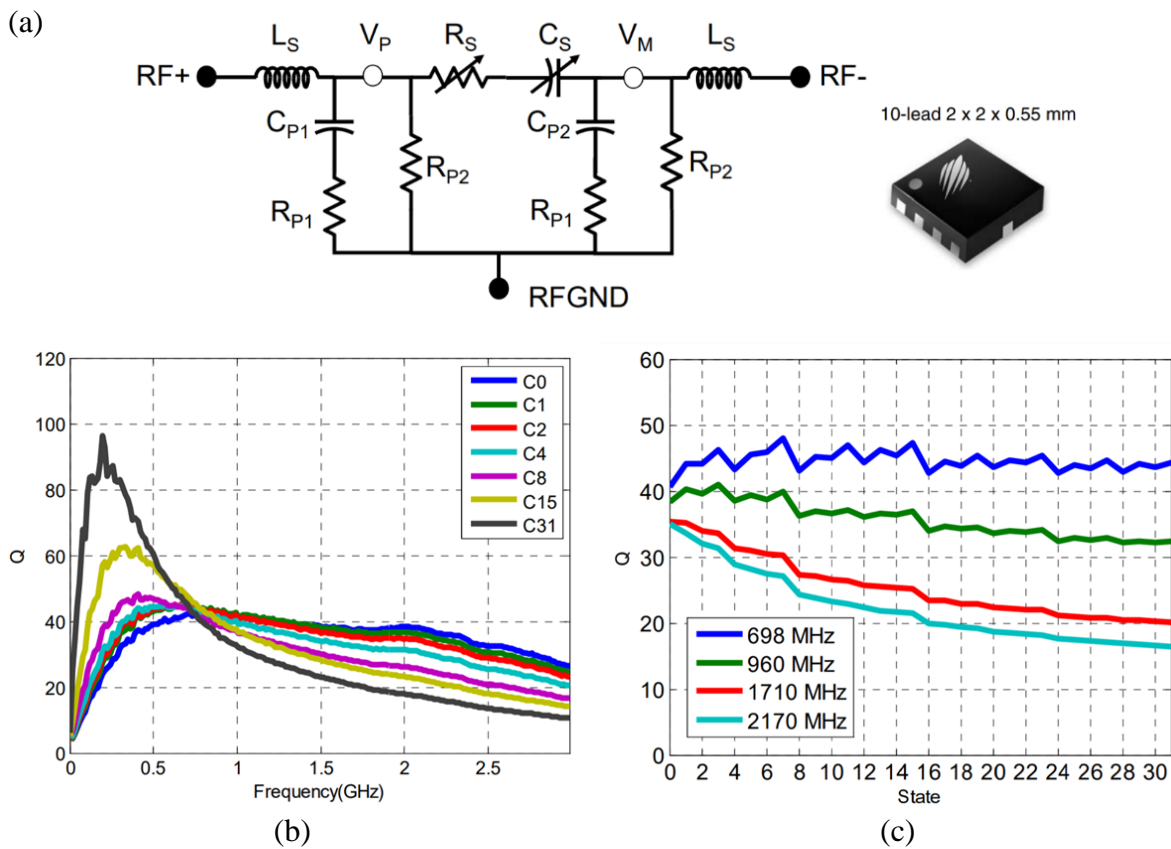


Figure IV. 3 : (a) Schéma du circuit équivalent de la capacité PE64907 et dimensions du boîtier (b) Facteur de qualité Q de la DTC en fonction de la fréquence pour différentes état de capacité et (c) Facteur de qualité Q de la DTC en fonctions de ses états pour différentes valeurs de fréquences.

Tableau IV. 1 : Paramètres du circuit électrique équivalent de la DTC PE64907.

Variable	Equation (État = 0, 1, 2, ... 31)	Unité
C_s	$0.056E_{\text{etat}} + 0.38$	pF
R_s (ESR)	$20(E_{\text{etat}} + 0.7)/(E_{\text{etat}} + 20) + 0.7$	Ω
R_{p1}	$8 + E_{\text{etat}}$	Ω
R_{p2}	$25000 + 3E_{\text{etat}}^3$	Ω

p_1	$-0.0061Etat + 0.47$	pF
C_{p2}	$0.0096 * Etat + 0.61$	pF
L_s	0.35	nH

1.3 Choix de la position du composant agile

Dans le **1.1**, nous avons montré, avec le modèle d'antenne mis au point, que le fait de placer la capacité en série sur les brins de l'antenne déplace la résonance vers les hautes fréquences. Tandis qu'une capacité placée en parallèle déplace la résonance vers les basses fréquences, ce qui va dans le sens de miniaturisation (voir **Figure IV. 4**). Pour cela, les antennes IFA miniatures ont été conçues en plaçant une capacité responsable de la miniaturisation en parallèle à leur extrémité ouverte.

La **Figure IV. 4** montre aussi que l'augmentation de la valeur de la capacité (pour les deux topologies série et parallèle) fait déplacer la résonance vers les basses fréquences (la différence est qu'on part de plus haute fréquence pour la topologie série). On note que la capacité placée en série donne une excursion en fréquence (C_{max}/C_{min}) plus faible qu'une capacité en parallèle, ce qui peut présenter un intérêt pour couvrir les bandes à faible excursion de fréquence (ex. bande 868 MHz, $BP_{totale} = 13$ MHz).

Comme l'objectif est de couvrir la bande 868 MHz, une première stratégie consiste à concevoir l'antenne miniature pour résonner à la fréquence minimale de la bande (~863MHz) avant d'introduire la capacité réglable et couvrir toute cette bande. Le choix de faire résonner l'antenne à 863 MHz est que l'antenne est moins efficace à la fréquence la plus basse (antenne plus miniature). Pour cela, la valeur de l'efficacité minimale qu'on peut obtenir (à la fréquence minimale de la bande) doit être optimisée avant de faire fonctionner l'antenne sur le reste de la bande où l'efficacité est attendue supérieure à ce minimum.

D'après la **Figure IV. 4**, nous pouvons proposer deux façons d'introduire la capacité variable. La première consiste à introduire la capacité en série sur les brins de l'antenne pour déplacer la résonance vers les hautes fréquences et couvrir la bande 868 MHz. Pour la deuxième, la DTC est introduite à l'extrémité ouverte de la ligne, toujours en série avec la capacité de miniaturisation C_{minia} , mais de façon à obtenir une capacité équivalente en bout d'antenne ayant une valeur $C_{equivalente} < C_{minia}$ ($C_{equivalente} = C_{minia} * C_{DTC} / C_{minia} + C_{DTC}$) qui fera augmenter la fréquence de résonance. En effet comme le montre la **Figure IV. 4**, la diminution de la valeur de la capacité placée en parallèle fait déplacer la résonance vers les hautes fréquences. En plus, et comme déjà montré dans le précédent chapitre, la capacité placée en bout garantit un maximum d'efficacité.

D'après l'étude réalisée dans le chapitre précédent, la deuxième façon d'introduire la DTC semble être la meilleure en terme de simplicité de conception et d'efficacité. Cependant, comme l'antenne est déjà chargée par une capacité de miniaturisation, l'introduction d'une autre capacité (DTC) sur la structure de l'antenne peut donner des résultats différents de ceux obtenus avec le modèle dans le **Chapitre III**. Pour cela, les deux cas de chargement de l'antenne par la DTC seront étudiés dans ce travail afin de confirmer les résultats du modèle.

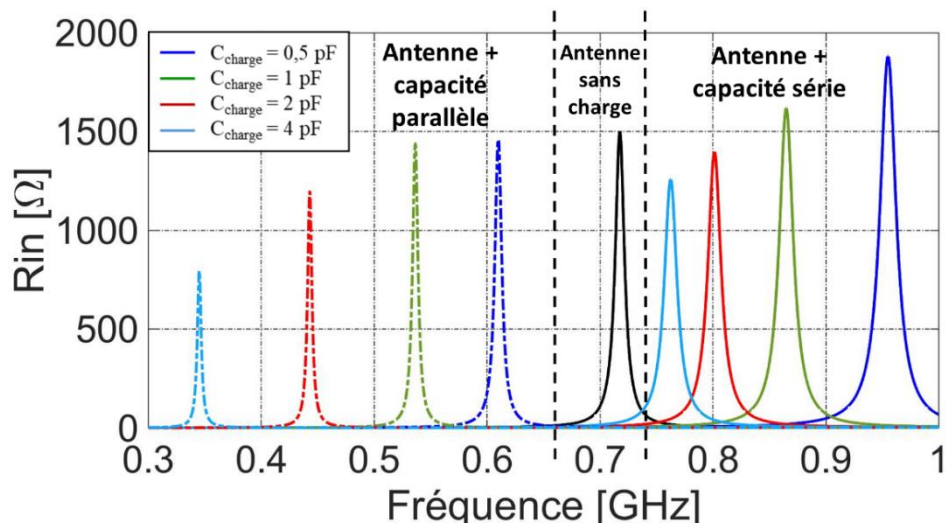


Figure IV. 4 : Résultats du modèle d'antenne IFA : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour une antenne IFA chargée par différentes valeurs de capacité en série et en parallèle.

2 Antenne IFA miniature agile intégrant une capacité variable (DTC)

2.1 Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en série

La première étude consiste à placer la DTC en série. Nous allons maintenant définir la position de cette capacité par rapport à l'entrée/sonde d'excitation. Le modèle d'antenne chargée étudié dans le **Chapitre III** est utilisé dans ce but. La **Figure IV. 5** montre le modèle de l'antenne IFA intégrant la capacité de miniaturisation Z_{minia} à son extrémité ouverte ainsi que la capacité série Z_{DTC} responsable de l'agilité fréquentielle.

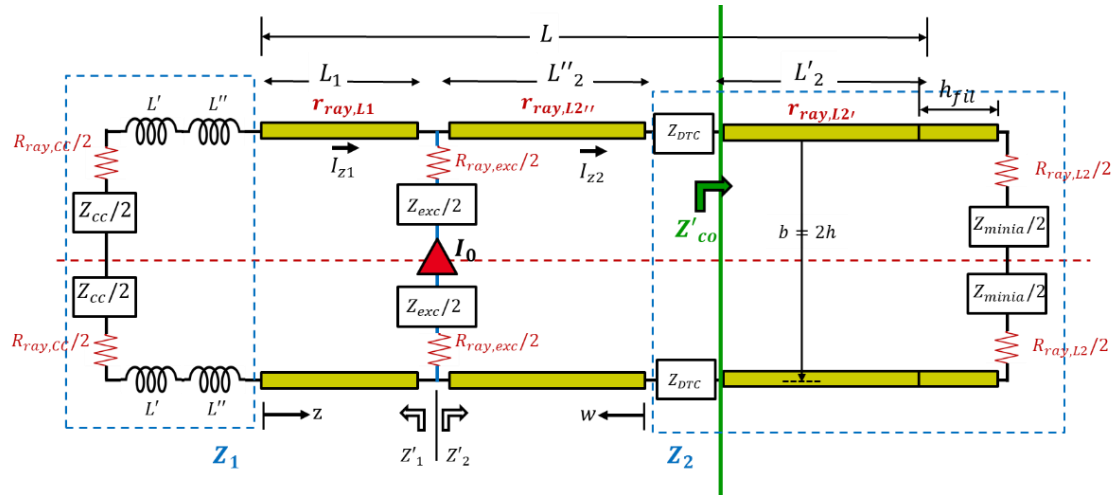


Figure IV. 5 : Schématique du modèle de l'antenne IFA chargée par la capacité de miniaturisation et la capacité responsable de l'agilité fréquentielle.

La **Figure IV. 6** montre l'impédance d'entrée et l'efficacité de rayonnement pour les deux cas où la capacité réglable est respectivement placée le plus loin de l'excitation et à mi-distance entre l'excitation et le court-circuit respectivement. L'antenne modélisée fait 32.5 mm de longueur et 13 mm de hauteur et est chargée par une capacité de 1.2 pF à son extrémité. La capacité série réglable varie entre 2 pF et 5 pF afin d'observer le comportement de l'antenne en fonction de sa valeur et sa position. En termes d'impédance, il est clair que l'excursion fréquentielle augmente quand la capacité s'éloigne de l'extrémité ouverte. En effet, soit δf le décalage fréquentiel entre la résonance de l'antenne non chargée (courbe noire, **Figure IV. 6**) et la résonance de l'antenne chargée par $C_{DTC} = 2$ pF. Pour le cas où la capacité est placée à l'extrémité, δf est de 200 MHz. Ce δf augmente avec l'éloignement de la capacité de l'extrémité ouverte et atteint 275 MHz quand la capacité est au milieu. En termes d'efficacité, les **Figure IV. 6 (b) et (d)** montrent que l'antenne devient plus efficace quand la capacité se rapproche de l'excitation. Par conséquent, placer la capacité réglable proche de l'excitation semble la solution la plus avantageuse, surtout en terme d'efficacité. Cependant, comme le décalage fréquentiel est important pour ce cas, on aura besoin d'introduire une autre capacité de grande valeur en parallèle avec la DTC afin de rendre l'antenne agile autour de sa résonance initiale de 863 MHz.

Pour notre étude, la capacité réglable sera placée à proximité du circuit ouvert afin d'avoir une agilité proche de la résonance initiale de l'antenne miniature (résonance initiale de 862 MHz avec une bande à couvrir de 13 MHz).

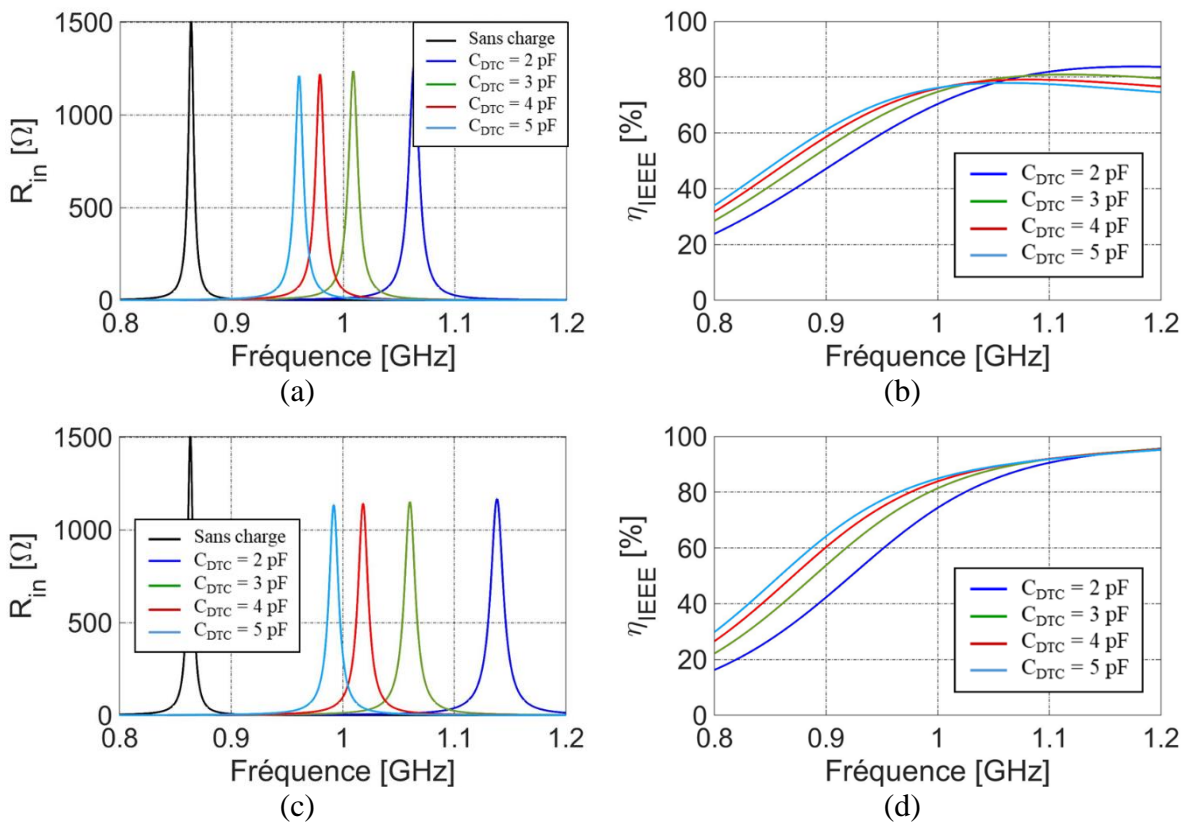


Figure IV. 6 : (a) Impédance d'entrée et (b) Efficacité de l'antenne pour une capacité réglable placée proche de l'extrémité ouverte (c) Impédance d'entrée et (d) Efficacité de rayonnement pour une capacité placée à mi-distance entre la sonde d'excitation et l'extrémité ouverte.

La version agile de l'antenne miniature **LI**, obtenue dans le chapitre précédent, est présentée sur la **Figure IV. 7**. Cette antenne est nommée **AI**. L'antenne est toujours chargée par la capacité de miniaturisation Z_{minia} de 0.3 pF (ESR de 0.22 Ω) à son extrémité ouverte. La DTC PE64907 est placée entre l'extrémité ouverte et les brins connectant Z_{minia} à l'antenne. Cette antenne simulée présente deux DTC sur chaque face ; une sur l'antenne et l'autre sur son image électrique.

D'après la **Figure IV. 6**, et pour que l'antenne agile travaille proche de sa résonance initiale, il faut que la capacité réglable soit de grande valeur. Cependant, la valeur maximale que cette DTC utilisée peut avoir est de 2.5 pF. Pour cela, une capacité fixe Z_{fixe} de 2 pF est introduite en parallèle avec la DTC afin d'augmenter sa valeur. Cette capacité fixe parallèle sert également à réduire la valeur de L'ESR de la capacité équivalente. La résistance de cette capacité Z_{fixe} est de 0.3 Ω .

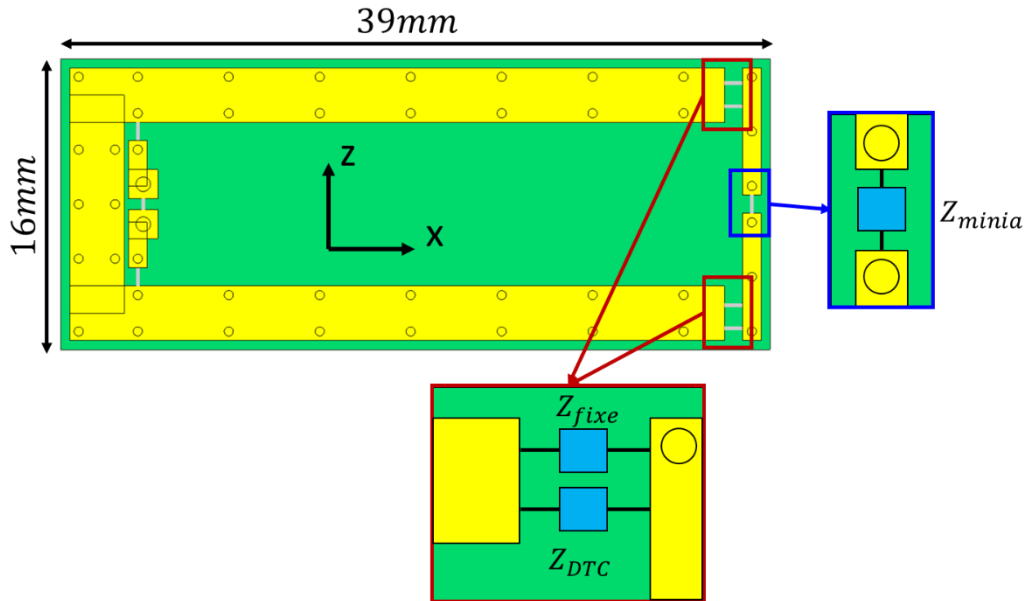


Figure IV. 7 : Schématique de l'antenne *AI* miniature agile dans la plan (*xoz*).

La **Figure IV. 8 (a)** montre l'impédance d'entrée simulée de l'antenne *AI* agile en fonction de la fréquence pour différentes valeurs/états de la DTC allant de l'état 4 à l'état 12. Cette figure montre que l'antenne maintient une impédance d'entrée identique pour chaque état sur toute la bande de fonctionnement. Le coefficient de réflexion de l'antenne est tracé sur la **Figure IV. 8 (b)**. L'antenne couvre une bande synthétique (seuil à -10 dB) entre 862.7 MHz et 878.4 (BP = 15.7 MHz). Cette antenne, avec une bande instantanée de 2.5 MHz, arrive à couvrir toute la bande 868 MHz avec 9 états de la DTC (états 4 à 12). A noter qu'avec l'introduction de la capacité variable, la bande instantanée de l'antenne est passé de 0.98 MHz (antenne *LI*) à 2.5 MHz. Cette élargissement de la bande instantanée peut être expliqué par l'introduction de pertes résistives lors de l'ajout de la DTC. La **Figure IV. 8 (c)** montre que l'antenne présente une efficacité totale minimale de 44 % et une valeur maximale d'efficacité de 47 % ce qui est considéré comme un niveau acceptable d'efficacité. D'après la relation entre la bande passante relative et le facteur de qualité, présentée dans le **Chapitre I [7]**, et pour une antenne ayant une bande instantanée relative $BPR_{ins} = 0.003$ à -10 dB, le facteur de qualité Q de l'antenne est estimé à 218; Ce qui reste au-dessus de la limite fondamentale ($Q \approx 10Q_{min,chu}$) (**Chapitre I**, équation (**I. 3**)) où $Q_{min,chu} = 21$ pour l'antenne *AI* ayant $kr_{chu} = 0.38$ à 868 MHz. Cette différence entre le facteur de qualité de l'antenne et $Q_{min,Chu}$ est dû au fait que la forme rectangulaire de l'antenne occupe très partiellement la sphère de Chu.

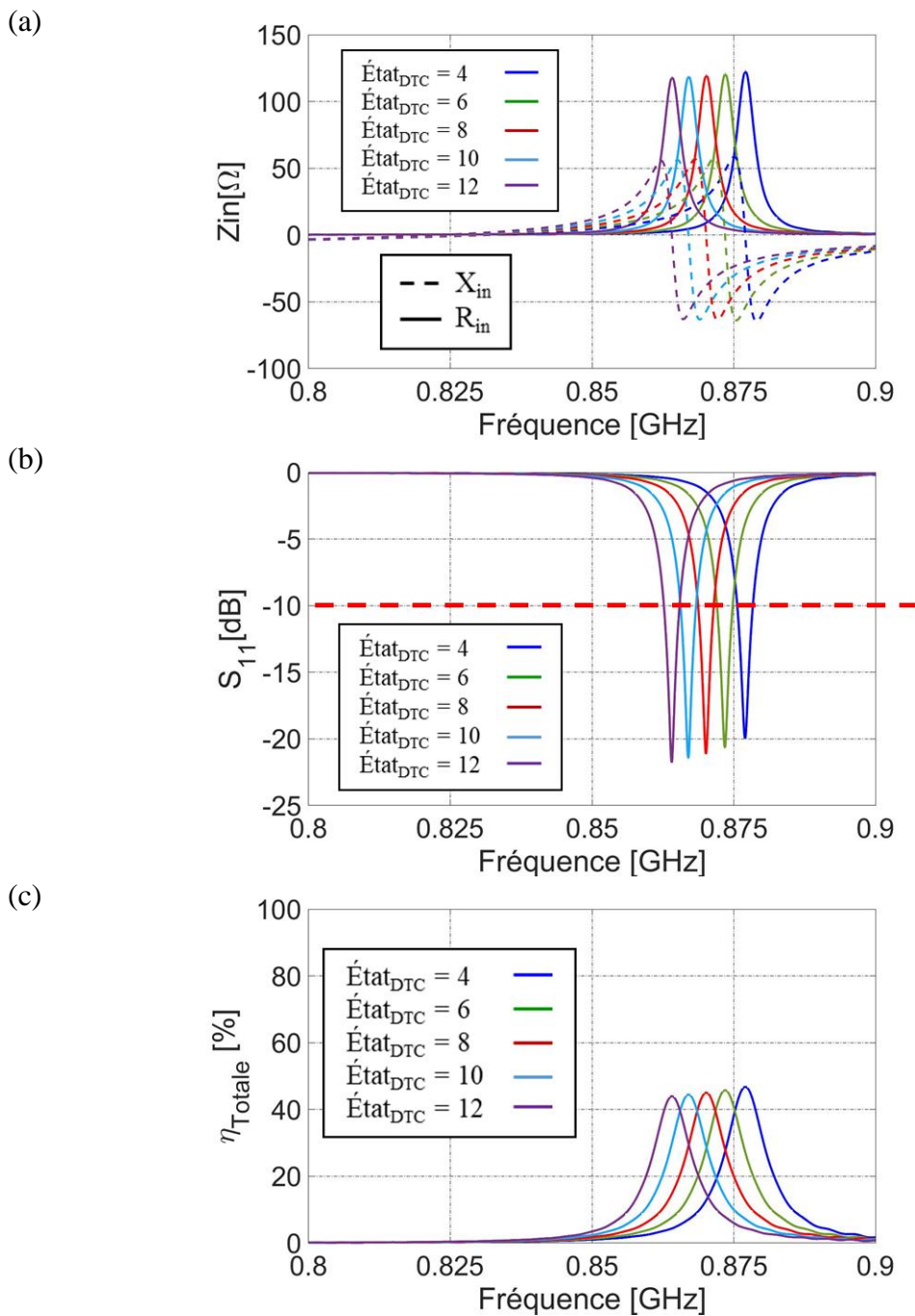


Figure IV. 8 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (d) Efficacité totale de l'antenne IFA *AI* agile miniature couvrant la bande 868 MHz.

2.2 Antenne Agile dans la bande 868 MHz – DTC en bout

Nous avons montré dans la partie précédente que l'antenne miniature agile *AI* est bien adaptée en impédance et présente un niveau suffisant d'efficacité sur la bande 868 MHz. Cependant, la capacité réglable est placée sur les brins de l'antenne, ce qui complique l'implémentation (perturbation EM via les brins de polarisation et de commande) lors de la réalisation du prototype final. Pour cette raison, la position de la DTC doit être changée de façon

à simplifier son implémentation pratique. En plus, l'étude du modèle d'antenne chargée à montrer qu'une capacité placée à l'extrémité ouverte donne de meilleurs niveaux d'efficacité.

Dans cette partie, et pour vérifier la validité des résultats du modèle, la DTC est déplacée vers l'extrémité ouverte de l'antenne. Cette topologie facilitera l'intégration et le pilotage de la DTC. La **Figure IV. 9** montre l'antenne IFA chargée à son extrémité ouverte par la DTC placée en série avec la capacité de miniaturisation Z_{minia} . Cette antenne est appelée **A2**. A noter qu'une charge fixe Z_{fixe} est toujours en parallèle avec la DTC pour garantir que l'antenne résonne dans la bande 868 et pour réduire la résistance équivalente de la DTC ($C_{fixe} = 1$ pF et $ESR_{fixe} = 0.3$ Ω).

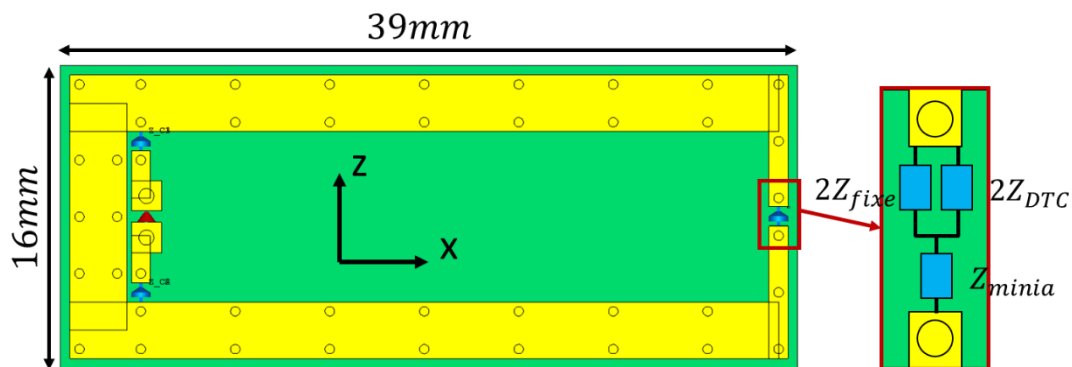


Figure IV. 9 : Schématisation de la nouvelle version de l'antenne miniature agile **A2** dans la plan (xoz) où la DTC est placée à l'extrémité ouverte en série avec la capacité de miniaturisation.

Les performances de l'antenne **A2** sont présentées sur la **Figure IV. 10**. L'impédance d'entrée tracée sur la **Figure IV. 10 (a)** montre que l'antenne **A2** présente les mêmes comportements en impédance sur la bande 868 MHz, par rapport à la version **A1**. Cependant, cette antenne utilise différents états de la DTC pour couvrir la même excursion de fréquence. Afin de couvrir la bande 868 MHz avec **A2**, on a besoin d'utiliser les états de la DTC allant de 10 à 20. En effet, le changement de la position de la DTC a changé les effets d'interactions entre les capacités et les lignes de l'antenne. A noter que la bande instantanée de l'antenne a diminué de 0.4 MHz avec le déplacement de la DTC.

La **Figure IV. 10 (b)** montre que l'antenne est adaptée en impédance (critère $|S_{11}|$ inférieur à -10 dB) sur une excursion de bande de 22 MHz (de 858.7 MHz à 880.7 MHz), qui garantit la couverture de la bande avec une marge d'environ 5 MHz pour les systèmes à bandes étroites sans licence fonctionnant dans cette bande 868 MHz. Ce bon niveau d'adaptation nous permettrait d'éloigner sensiblement la sonde d'excitation du court-circuit afin de diminuer les effets de couplages entre eux et ainsi simplifier la réalisation ou réduire la sensibilité de futurs prototypes. En termes d'efficacité, et d'après la **Figure IV. 10 (c)**, une efficacité totale minimale de 45 % est observée (à 858.7 MHz) sur la bande, et un maximum d'efficacité de 52 % (à 879.5 MHz, $etat_{DTC} = 10$, $ESR_{DTC} = 2.4$ Ω). L'efficacité totale maximale a augmenté de 9.6 % par rapport à la **Figure IV. 8 (c)**. La bande passante instantanée plus étroite a dû permettre une meilleure efficacité comme la DTC à l'extrémité apporte moins de pertes par rapport à une DTC placée sur le brin de l'antenne. La bande passante instantanée plus faible peut être utilisée pour aider au filtrage de canal. Les résultats simulés de l'antenne **A2** valident les résultats prédits par le modèle d'antenne chargée.

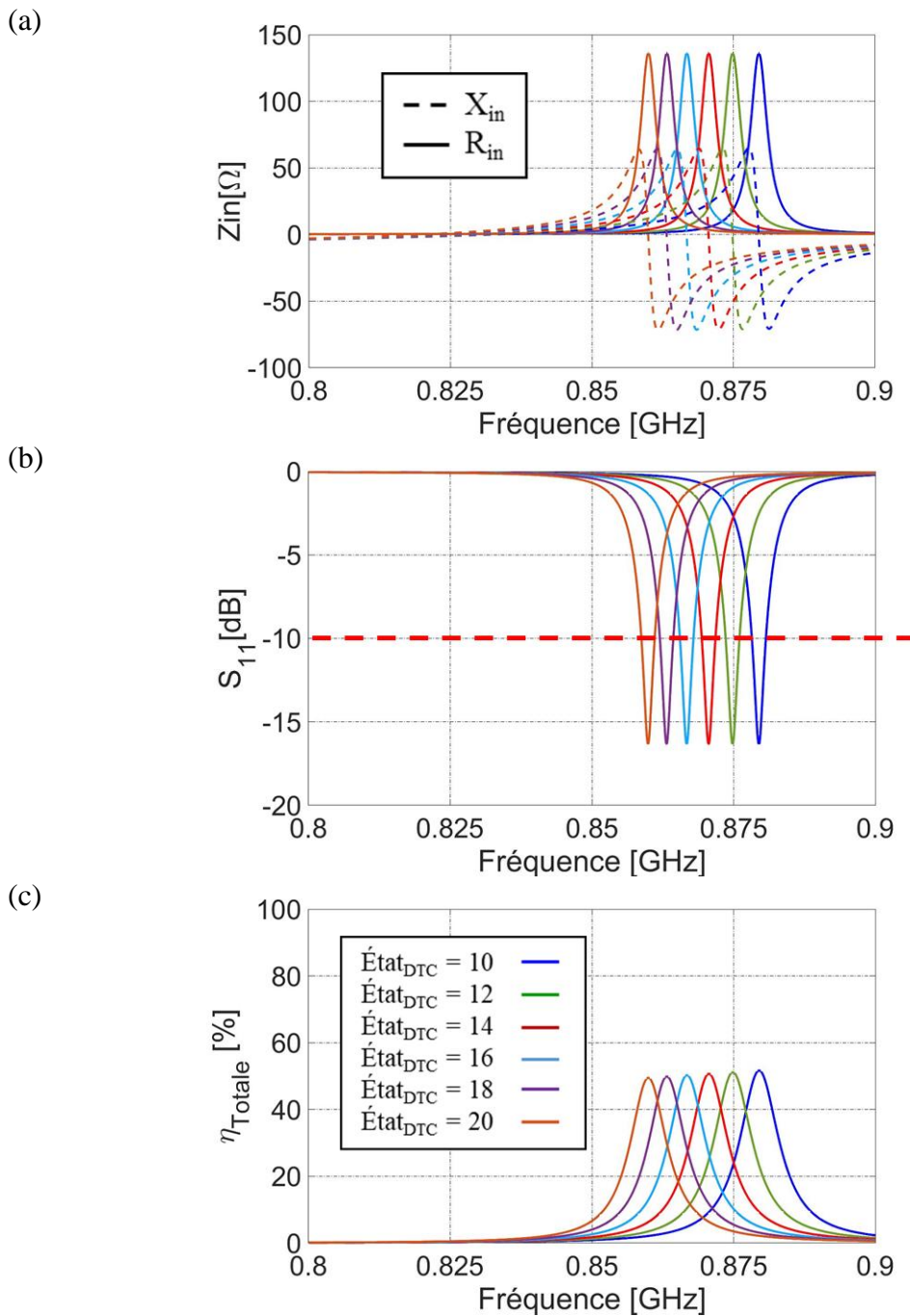


Figure IV. 10 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (c) Efficacité totale de la nouvelle version d l'antenne IFA agile miniature **A2** couvrant la bande 868 MHz.

2.2.1 Facteur de qualité

Dans cette partie, le facteur de qualité des deux versions de l'antenne IFA agile **A1** et **A2** est calculé en fonction de celui de la DTC. Le facteur de qualité de la DTC Q_{DTC} basé sur une topologie RC série est calculé en négligeant les inductance L_s (liée au packaging) et en mettant un des ports RF à la masse (Voir **Figure IV. 3 (a)**). Ce facteur de qualité est donné par,

$$Q_{DTC} = \frac{|X_{DTC}|}{R_{DTC}} \approx \frac{1}{R_s C_s \omega} \quad (\text{IV. 1})$$

Où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation en radians.

Comme déjà présenté dans les précédents chapitres, le facteur de qualité de l'antenne à la résonance est donné par [7],

$$Q_{antenne}(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R_{in}(\omega_0)} |Z_{in}'(\omega_0)| \quad (\text{IV. 2})$$

Où ω_0 est la pulsation à la résonance ($\omega_0 = 2\pi f_0$).

L'impédance d'entrée Z_{in} de l'antenne est fonction des variables de la capacité DTC C_s et R_s , ce qui la rend dépendante du facteur de qualité Q_{DTC} . Malheureusement, une expression analytique du facteur de qualité de l'antenne en fonction de celui du DTC est difficile à établir car l'impédance d'entrée est fonction de plusieurs variables complexes trigonométriques et hyperboliques.

Pour faire la comparaison entre les Q des antennes, les antennes **A1** et **A2** sont simulées pour les mêmes états de la DTC. Comme le facteur de qualité est fonction de l'impédance d'entrée et de sa dérivée, l'évolution de l'impédance d'entrée des deux antennes est présentée sur la **Figure VI. 11** en fonction de la fréquence pour les états de la DTC allant de 0 à 30. Pour les mêmes états de la DTC, les antennes présentent un comportement presque identique en impédance, avec un décalage fréquentiel maximal de 26.7 MHz ($Etat_{DTC} = 0$) due au changement de la position de la DTC. Comme le facteur de qualité de l'antenne est proportionnel à la fréquence de résonance (équation (IV. 2)), ce décalage fréquentiel montre que l'antenne **A2** devrait avoir un facteur de qualité plus élevé que l'antenne **A1**.

La **Figure VI. 11 (a)** montre que l'amplitude de la partie réelle de l'impédance de **A2** est au moins 1.3 fois plus élevée que celle de **A1**. Aussi, comme observé sur la **Figure VI. 11 (b)**, la dérivée de l'impédance de **A2** présente une amplitude 1.7 fois plus élevée que celle de **A1**. Tous ces facteurs aident à la prédiction d'un facteur de qualité plus élevé pour l'antenne **A2**.

Le facteur de qualité des deux antennes est tracé sur la **Figure IV. 12** en fonction de Q_{DTC} . Comme prévu, l'antenne **A2** possède un facteur de qualité 1.4 fois plus élevé que l'antenne **A1** en fonction des états de la DTC. La figure montre aussi que pour un état fixe de la DTC (R_s et C_s constante) le Q_{DTC} de l'antenne **A1** est légèrement plus élevé que celui de l'antenne **A2**. Cette différence est expliquée par le fait que pour la même valeur de la DTC, l'antenne **A1** résonne à une fréquence plus basse que **A2**. c.à.d. que l'antenne **A1** est plus miniature que **A2**. Et comme le facteur de qualité du Q_{DTC} est inversement proportionnel à la fréquence, il est logique que le Q_{DTC} de **A1** soit plus élevé que **A2** à la résonance.

Cette étude nous permet de confirmer que pour un facteur de qualité Q_{DTC} fixe (même états de la DTC), et pour deux antennes ayant les mêmes dimensions, la DTC placée en extrémité garantie toujours une meilleure efficacité, comme le facteur de qualité est plus élevé pour tous les états de la DTC (proportionnalité du facteur de qualité et de l'efficacité de l'antenne selon les lois des limites fondamentales).

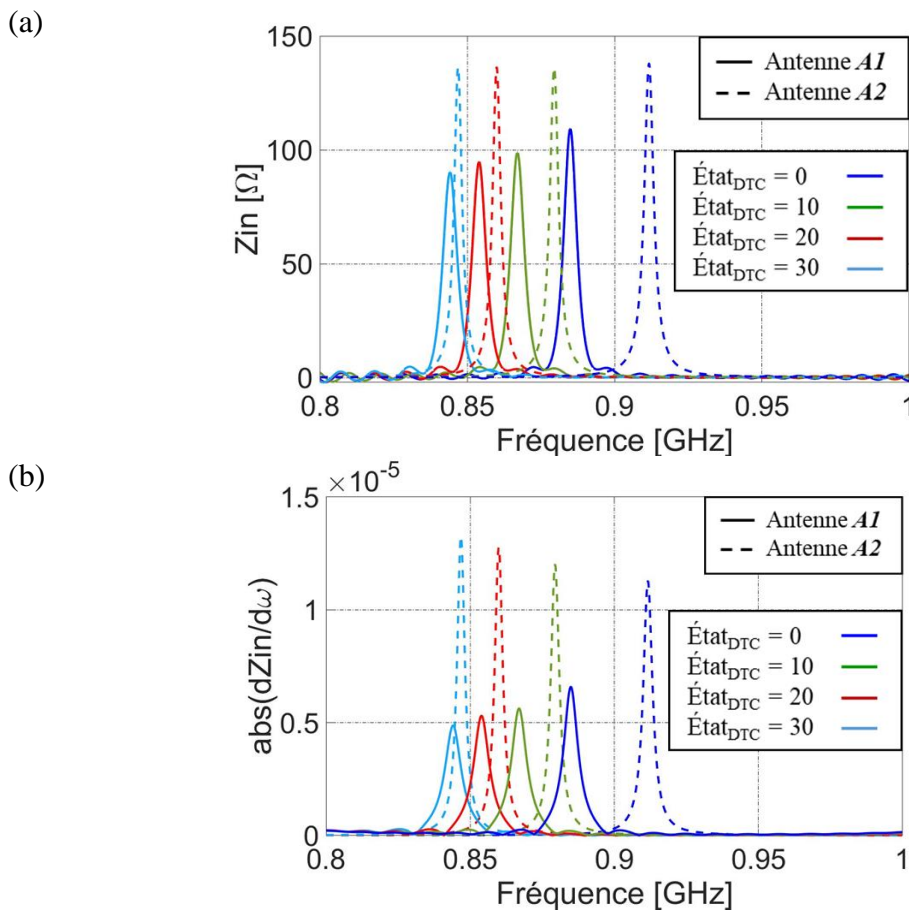


Figure VI. 11 : (a) Partie réelle et (b) Dérivée en fréquence de l'impédance d'entrée des antennes *A1* et *A2* pour les différents états de capacité DTC.

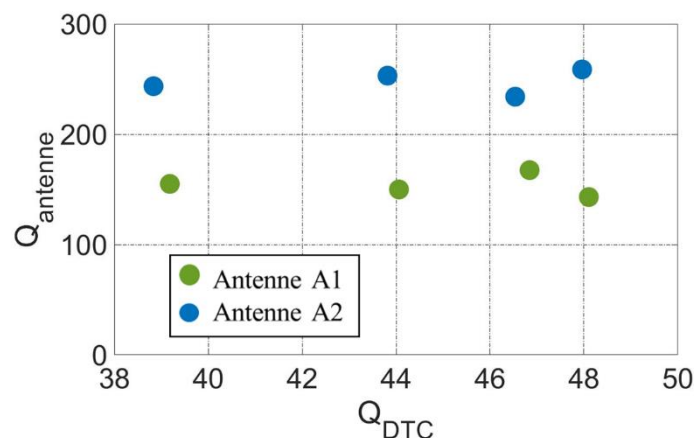


Figure IV. 12 : Facteur de qualité des deux antennes *A1* et *A2* en fonction du facteur de qualité de la DTC.

Pour valider l'hypothèse sur l'efficacité, la **Figure IV. 13** montre l'efficacité de rayonnement, des deux antennes *A1* et *A2*, calculée à la résonance en fonction du facteur de qualité de la DTC (état de la DTC allant de 0 à 30). Comme prédit, et pour les mêmes Q_{DTC} (mêmes états de la DTC), l'efficacité de l'antenne *A2* est 1.2 fois plus élevée par rapport à celle

de **A1**. Ceci confirme, selon la loi des limites fondamentales, la proportionnalité du facteur de qualité et de l'efficacité de rayonnement.

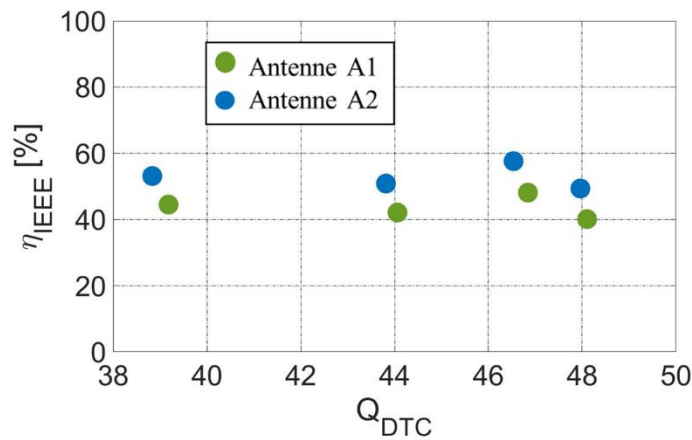
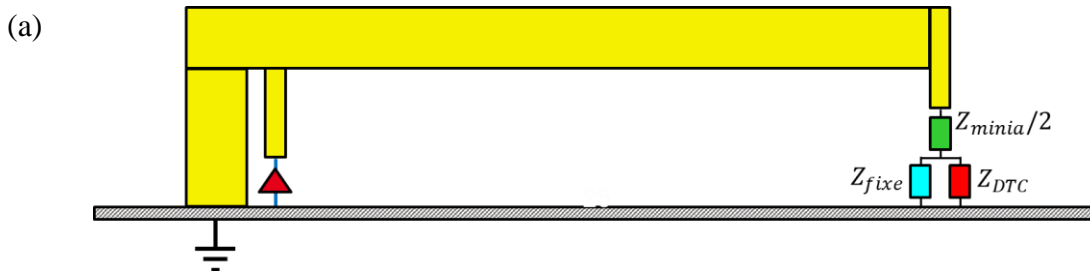


Figure IV. 13 : Efficacité de rayonnement des deux antennes **A1** et **A2** en fonction du facteur de qualité de la DTC.

2.3 Conception d'antenne sur un plan de masse

Contrairement aux chapitres précédents, où des antennes différentielles adaptées sur 100Ω ont été étudiées, l'antenne agile à réaliser et à intégrer dans les dispositifs IoT doit être une antenne en version monopolaire placée sur un plan de masse de taille limitée.

Pour cela, l'antenne **A2** obtenue dans la **Section 2.2** est convertie en une antenne monopolaire sur un plan de masse. La **Figure IV. 14** montre le schéma de l'antenne **A2** simulée après avoir remplacé son image électrique par un plan de masse de dimension $\lambda \times \lambda \text{ mm}^2$ ($\lambda \sim 346 \text{ mm}$ à 868 MHz) dans un premier temps. Théoriquement, une antenne placée sur un plan de masse infini est équivalente à une antenne avec son image électrique ayant les mêmes performances mais une impédance double $Z_{in_diff} = 2Z_{in_mono}$. Une comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne **A2** différentielle et l'antenne **A2** sur le plan de masse de λ est présentée sur la **Figure IV. 14 (c)**. Comme l'antenne est placée sur un plan de masse fini, un décalage au niveau de la fréquence de résonance est prévisible, et l'amplitude de l'impédance d'entrée de cette antenne ne sera pas exactement la moitié de celle de **A2** [8]. En effet, pour les mêmes capacités intégrées sur l'antenne **A2** et les mêmes états de la DTC, la résonance de l'antenne monopolaire est décalée de 6.2 MHz vers les hautes fréquences.



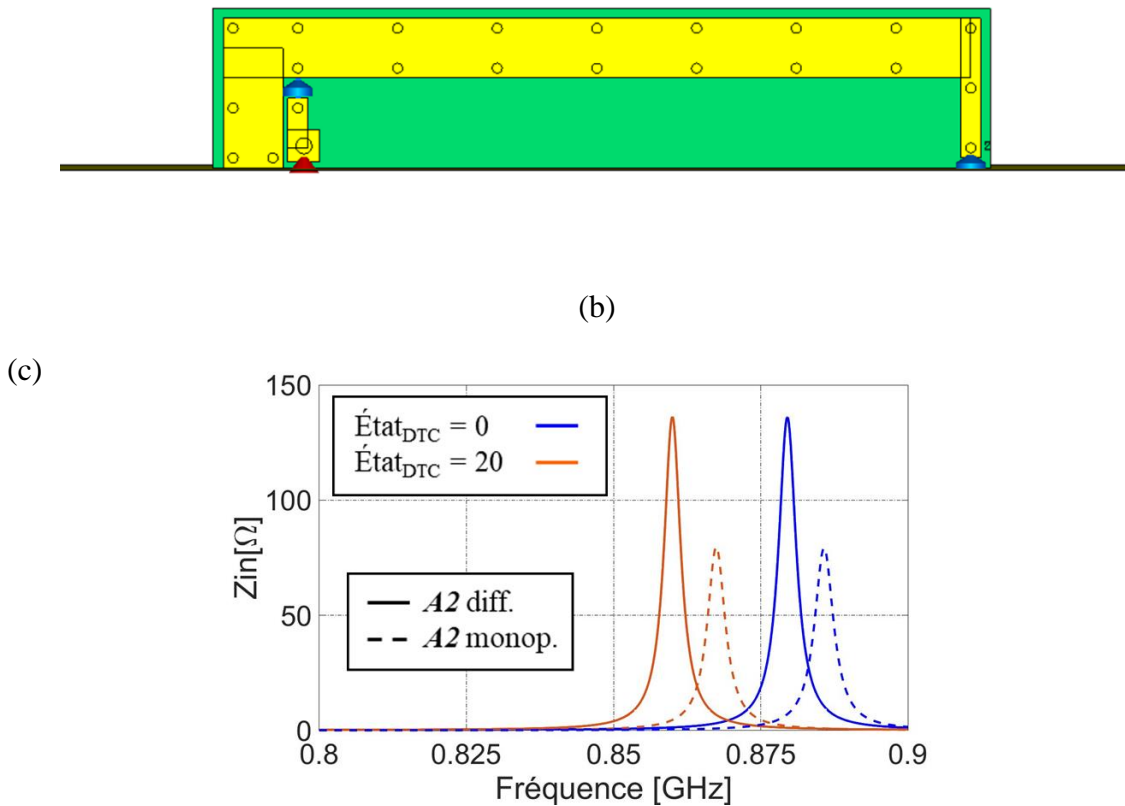


Figure IV. 14 : (a) Schématique d'une face de l'antenne agile **A2** placée sur un plan de masse (b) Géométrie de l'antenne **A2** mono-polaire placée sur un plan de masse de $\lambda \times \lambda$ mm² (c) comparaison de l'impédance d'entrée entre l'antenne **A2** différentielle et l'antenne **A2** monopolaire.

La **Figure IV. 15 (a)** montre l'impédance d'entrée de l'antenne monopolaire pour les états allant cette fois de 15 à 25. Seuls les deux états extrêmes sont présentés sur la figure. La partie réelle de l'impédance d'entrée est d'environ 78 Ω . La **Figure IV. 15 (b)** montre qu'avec les valeurs de capacités utilisées, nous arrivons à adapter l'antenne à -10 dB sur une bande de fréquence de 17 MHz (860 - 877 MHz). La version monopolaire de l'antenne **A2** présente aussi un bon niveau d'efficacité totale sur la bande 868 MHz allant de 48 % à 51.6 %. Avec une modification des valeurs des états de la DTC, l'antenne monopolaire placée sur un plan de masse arrive à maintenir les mêmes performances que sa version différentielle.

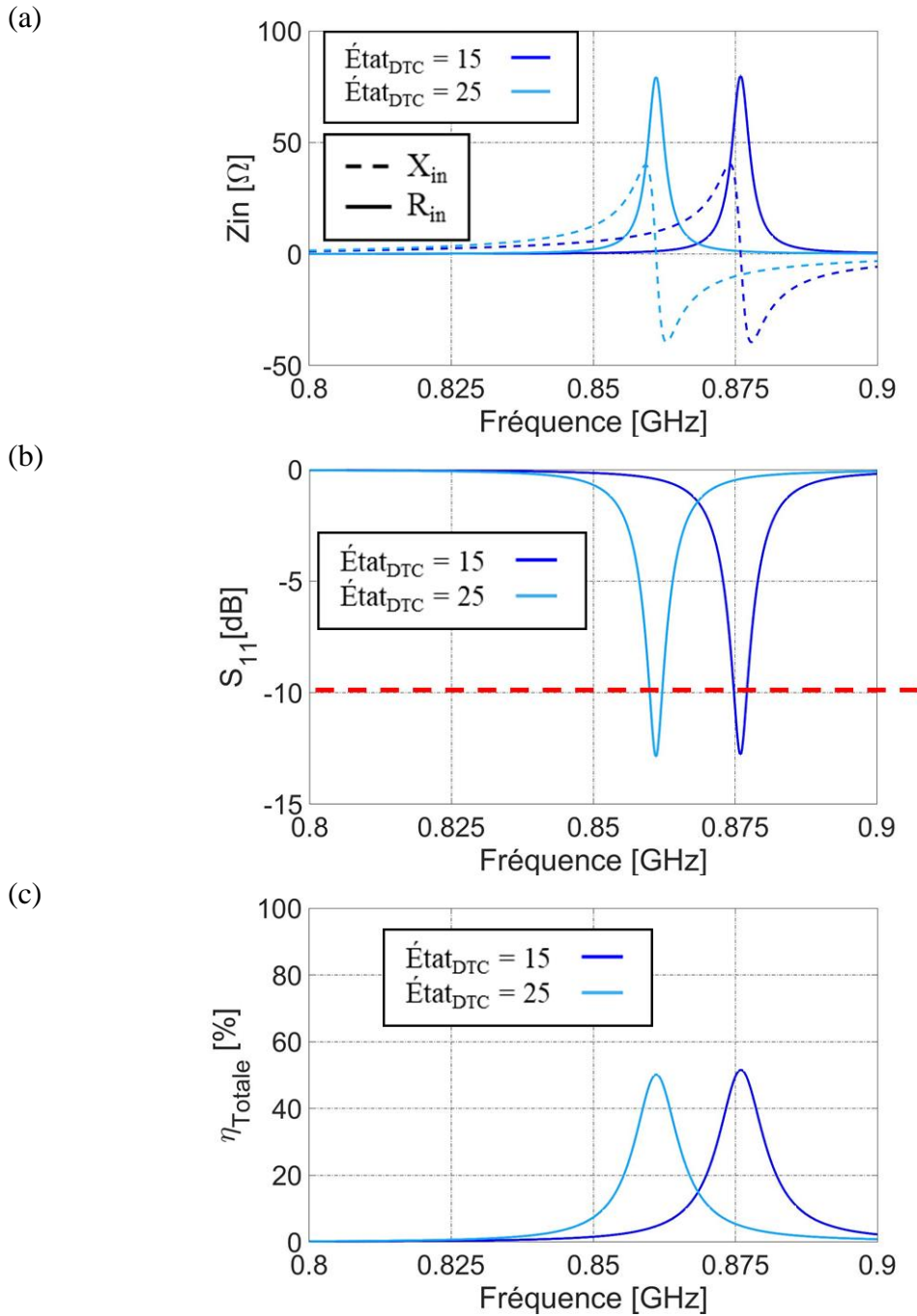


Figure IV. 15 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion et (c) Efficacité totale de l'antenne IFA monopolaire placée sur un plan de masse de surface $\lambda \times \lambda$.

2.3.1 Réduction de la taille du plan de masse

Pour se rapprocher du cas d'une antenne intégrée sur objet communicant compact, la taille du plan de masse est réduite de $\lambda \times \lambda \text{ mm}^2$ à $0.25\lambda \times 0.25\lambda \text{ mm}^2$.

Le schéma de l'antenne IFA mono-polaire placée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda \text{ mm}^2$ est présenté sur la **Figure IV. 16**. La **Figure IV. 17** montre les performances de l'antenne monopolaire après avoir réduit la taille du plan de masse. Cette réduction a causé un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences, d'où la nécessité d'utiliser de nouveaux états de la DTC.

Pour cela, et afin de couvrir la bande 868, l'antenne placée sur un plan de masse de $\lambda/4$ est simulée pour les états de la DTC allant de l'état 16 à l'état 26. La **Figure IV. 17 (b)** montre le coefficient de réflexion pour quelques valeurs d'états de la DTC. En simulant l'antenne de l'état 16 à 26, elle arrive à couvrir la bande allant de 861.4 MHz à 878.7 MHz (bande totale de 17.3 MHz) avec une adaptation d'impédance de -10 dB. A noter que la réduction du plan de masse a diminué aussi la bande passante instantané de l'antenne (de 2.1 MHz à 1.8 MHz) [9].

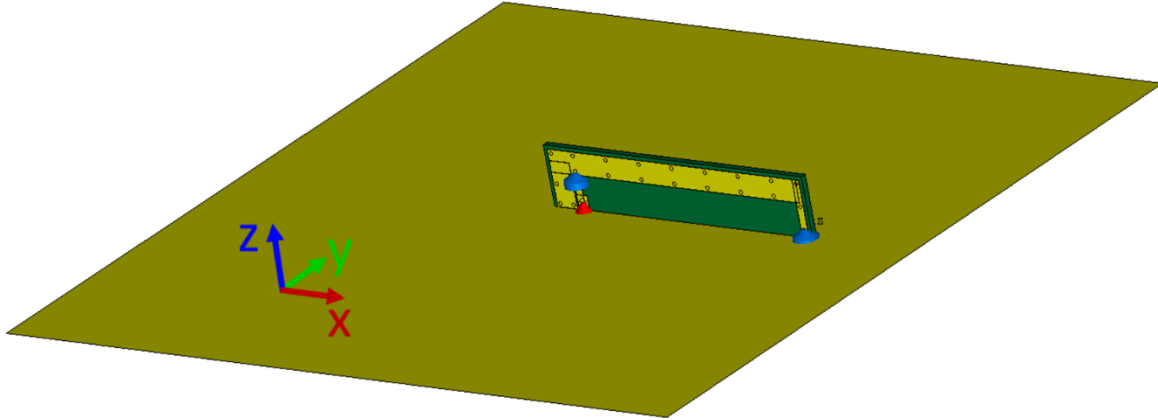


Figure IV. 16 : Vue en perspective de l'antenne IFA A2 simulée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm².

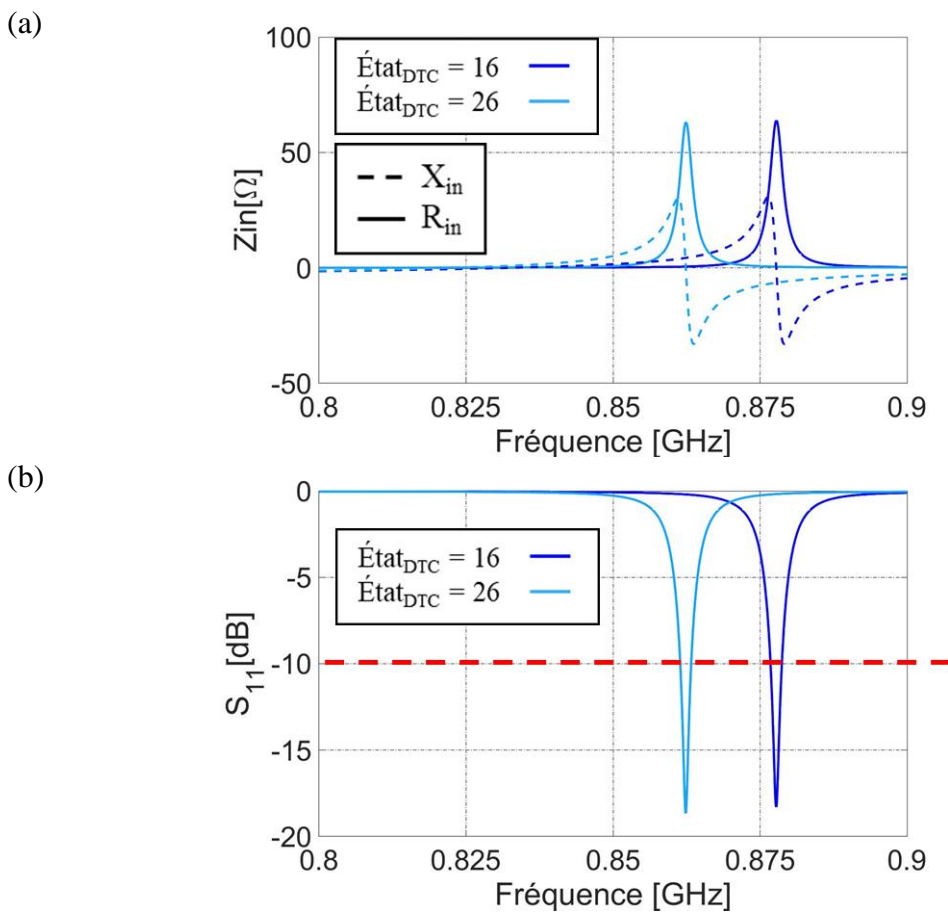


Figure IV. 17 : (a) Impédance d'entrée et (b) Coefficient de réflexion de l'antenne A2 placée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda \text{ mm}^2$ pour deux états de la DTC.

La **Figure IV. 18 (a)** montre le gain total réalisé à 862 MHz en fonction de l'angle θ pour les plan xoz ($\phi = 0^\circ$) et yoz ($\phi = 90^\circ$). Un gain maximal de -2.51 dBi est observé (le gain IEEE maximal est de -2.24 dBi). L'antenne présente toujours un rayonnement similaire à une antenne en U [10].

L'efficacité totale de l'antenne monopolaire est tracée sur la **Figure IV. 18 (b)** en fonction de la fréquence et pour les deux états 16 et 26 de la DTC. L'antenne présente une efficacité totale maximale de 37 %. La réduction de la taille du plan de masse a diminué l'efficacité significativement, de l'ordre de 28 %. L'efficacité de l'antenne active pourrait être améliorée en trouvant la meilleure position de l'antenne sur le plan de masse ou en remplaçant la DTC par une autre qui présente un ESR plus faible.

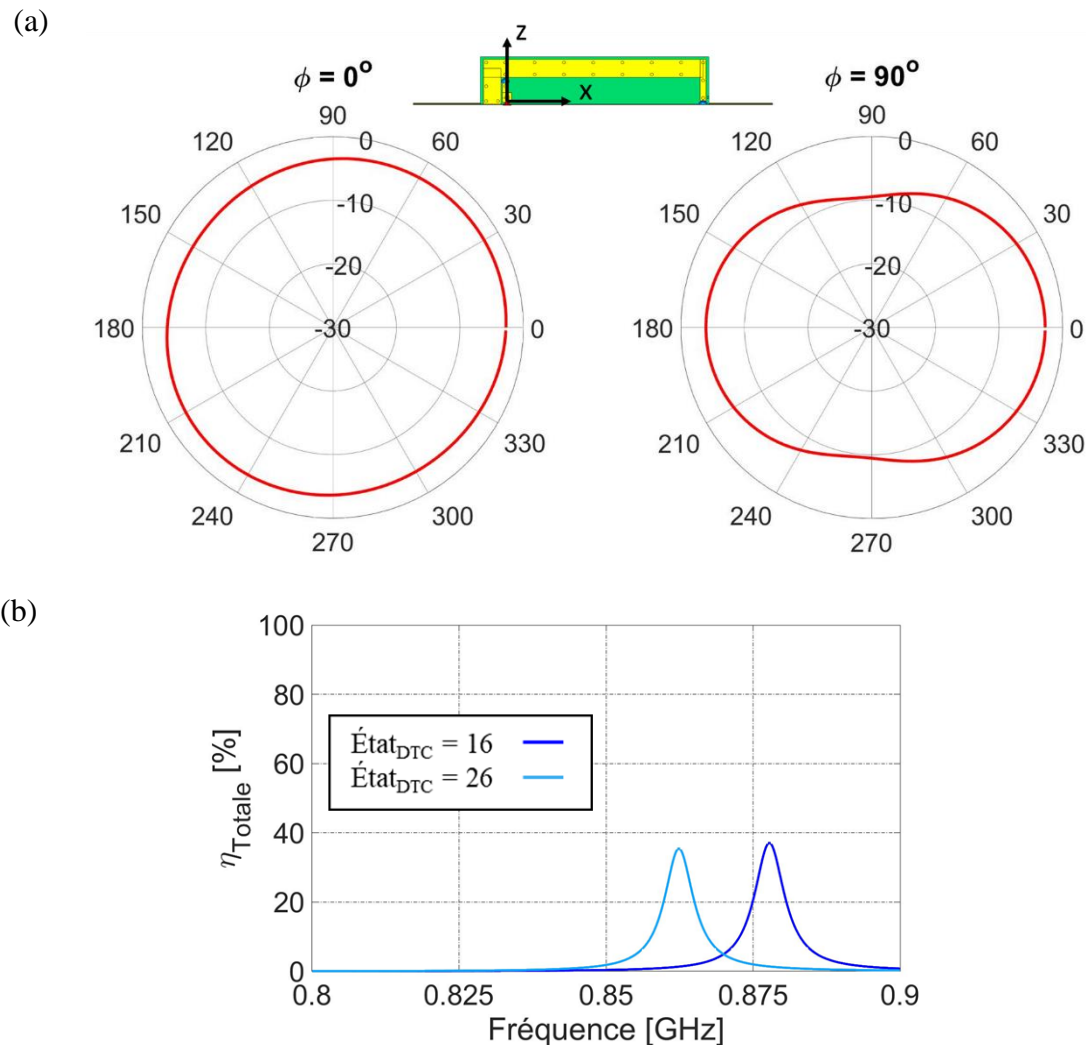


Figure IV. 18 : (a) Gain total réalisé de l'antenne A2 à 868 MHz en fonction de l'angle θ pour les plan (xoz) (gauche) et (xoy) (droite) (b) Efficacité totale en fonction de la fréquence pour deux états de la DTC.

2.4 Antenne agile NB IoT dans la bande LTE 800

L'antenne **A2** a été conçue principalement pour fonctionner dans la bande ISM 868. Mais comme cette antenne présente une bande instantanée de 2.1 MHz, ce concept d'antenne miniature à bande ultra étroite correspond parfaitement au protocole **LTE NB IoT**. Cette partie est dédiée à tester le fonctionnement de l'antenne agile dans la bande **LTE 800**.

Avec la capacité DTC PE64907, l'antenne couvre toute la bande 868 de 13 MHz en utilisant les états de la DTC allant de 10 à 20.

La bande LTE 800 est définie entre 791 MHz et 821 MHz en Downlink (**DL**) et entre 832 MHz et 862 MHz en Uplink (**UL**). Toute la bande LTE 800 se trouve en dessous de la bande 868. Afin de couvrir cette bande plus basse en fréquence, nous avons besoins de valeurs plus grandes de la capacité réglable. Pour cela, la capacité fixe Z_{fixe} de 1 pF est d'abord remplacée par une autre capacité de 2 pF afin de décaler la résonance de l'antenne vers les fréquences les plus basses. De plus, l'antenne couvrant les 13 MHz de la bande 868 doit maintenant couvrir au moins 30 MHz dans la bande LTE (**UL** ou **DL**) ; ce qui représente plus du double de la bande totale précédente. Dans ce cas la DTC PE64907 n'est pas suffisant en excursion de capacité et doit être remplacé par une autre capacité qui présente une plus grande plage de valeurs de capacité afin de couvrir une bande plus large en fréquence.

La capacité DTC PE64906 [11] est alors utilisée dans cette partie avec une plage de valeurs adressables entre 0.9 et 4.6 pF et un pas de 119 fF. La **Figure IV. 19** montre l'antenne agile avec les nouvelles capacités intégrées.

L'antenne, nommée **A800**, est chargée à son extrémité par la DTC PE64906 et la capacité fixe de 2 pF. L'antenne fait $0.11\lambda \times 0.04\lambda$ à 832 MHz (référéncée à la fréquence minimale de la bande LTE 800 **UL**). L'antenne **A800** est simulée pour les états de la DTC allant de l'état 0 à l'état 16. Seuls les résultats des deux états extrêmes sont présentés sur la **Figure IV. 20** pour que la figure reste lisible aisément. Les courbes d'impédance et de coefficient de réflexion (**Figure IV. 20 (a)** et **(b)**, courbes bleues) montre que cette antenne est adaptée à -10 dB sur toute la bande **UL** (de de 826.7 MHz à 864.7). Sur la **Figure IV. 20 (b)**, on peut observer que la bande instantanée de cette antenne est de 2 MHz, ce qui est plus faible que la bande instantanée de l'antenne dans la bande 868 MHz ($BP_{ins} = 2.1$ MHz). Cette diminution de la bande instantanée de l'antenne est expliquée, d'après les limites fondamentales des AEP, par le fait que l'antenne est sensiblement plus miniaturisée dans la bande LTE 800 que dans la bande 868. Cette bande instantanée reste malgré tout compatible du standard.

Pour essayer de couvrir la bande LTE 800 downlink (**DL**, de 791 MHz à 821 MHz), la capacité de Z_{fixe} de 2 pF est remplacée par une valeur plus grande de 5pF. L'impédance de l'antenne utilisant tous les états de la DTC (de 0 à 31) et couvrant la bande **DL** est tracée aussi sur la **Figure IV. 20 (a)** (courbes rouges) et le coefficient de réflexion de la bande **DL** est tracée avec celui de la bande **UL** sur la **Figure IV. 20 (b)**. Dans la bande **DL**, l'antenne est adaptée à -10dB pour les fréquences allant de 802 MHz à 821 MHz. Avec l'utilisation des états de la DTC allant de 0 à 31, l'antenne n'arrive pas à couvrir totalement la bande **DL**.

La capacité équivalente C_{equ} vue en bout est donnée par,

$$e_{qu} = \frac{2(C_{fixe} + C_{DTC}) * C_{minia}}{2(C_{fixe} + C_{DTC}) + C_{minia}} \quad (IV. 3)$$

La variation de la capacité équivalente en fonction de la capacité de la DTC est tracée sur la **Figure IV. 21** pour $C_{minia} = 0.3$ pF et $C_{fixe} = 2$ pF et 5 pF. En variant C_{DTC} de 0.38 pF (états 0) à 4.1 pF (état 30), la capacité équivalente augmente de 0.282 pF à 0.293 pF pour $C_{fixe} = 2$ pF. Quand on augmente la valeur de la capacité fixe jusqu'à 5 pF, et pour les mêmes valeurs de C_{DTC} , la capacité équivalente présente une augmentation moins importante que le cas précédent (de 0.291 pF à 0.295 pF), mais reste toujours proche de la valeur de la capacité de miniaturisation de 0.3 pF. En effet, la capacité fixe (placée en parallèle avec la DTC – addition des capacités) est placée en série avec la capacité de miniaturisation de faible valeur (0.3 pF). L'augmentation de la valeur de la capacité fixe (à 5 pF et plus) induit une légère modification de la valeur de la capacité équivalente vue en bout en fonction de la variation de la valeur de la DTC. Ceci diminue le décalage fréquentiel entre chaque état de la DTC et réduit l'effet de la DTC sur l'agilité de l'antenne dans cette bande.

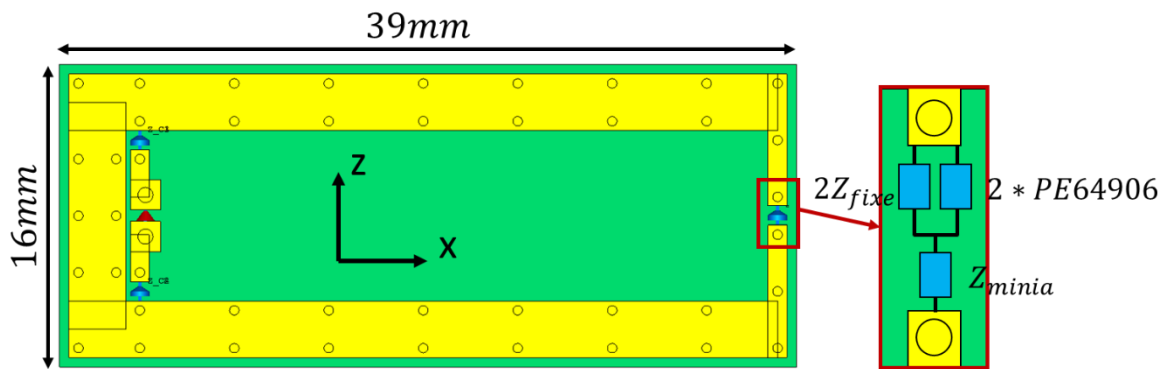
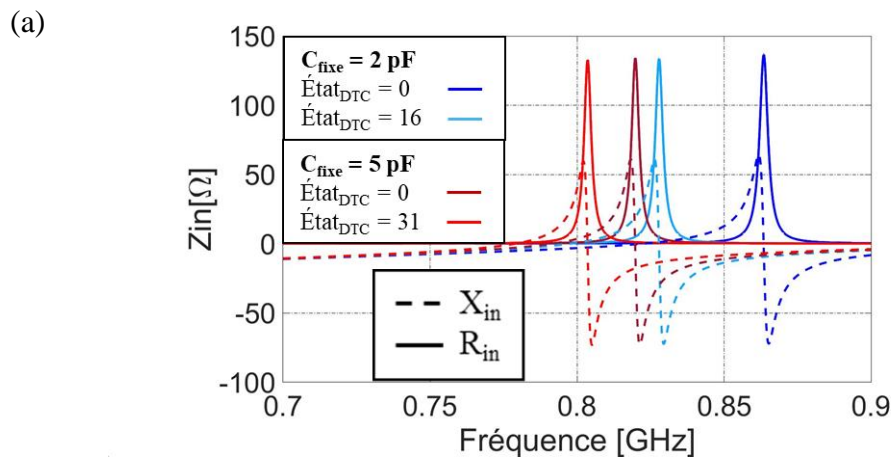


Figure IV. 19 : Schématique de l'antenne miniature agile **A800** couvrant la bande **LTE UL** dans la plan (xoz).



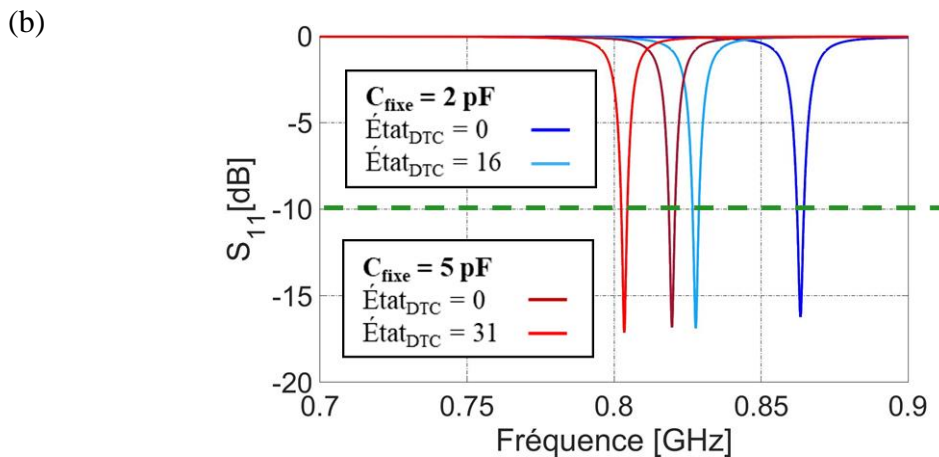


Figure IV. 20 : (a) Impédance d'entrée (b) Coefficient de réflexion de l'antenne IFA *A800* pour deux états de C_{fixe} et quelques états de la DTC PE64906.

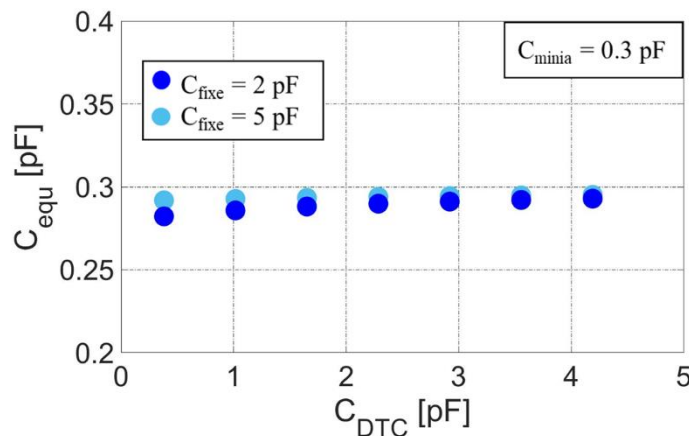


Figure IV. 21 : Variation de la capacité équivalente vue en bout de l'antenne en fonction de la capacité de la DTC pour $C_{fixe} = 2\text{pF}$ et $C_{fixe} = 5\text{pF}$.

L'efficacité totale tracée sur la **Figure IV. 22** montre des niveaux d'efficacité totale situés entre 45 % et 50 % pour la bande UL, et de 39 % à 42 % pour la bande DL. L'antenne est moins efficace dans la bande LTE que dans la bande 868, à cause de la miniaturisation et du facteur de qualité de la DTC ($Q < 40$ pour la DTC PE64906 de fréquence de 800 MHz et pour tous les états de la capacité). L'antenne fait $0.1\lambda \times 0.04\lambda$ à 791 MHz (référéncée à la fréquence minimale de la bande LTE 800 DL). Afin d'augmenter l'efficacité de cette antenne, il faudrait augmenter ses dimensions. Enfin, pour pouvoir couvrir la totalité de la bande LTE 800, la capacité fixe Z_{fixe} doit être remplacée par une capacité variable qui présente les valeurs de 2 pF et 5 pF.

Cette étude permet de conclure que dans le cas d'une antenne agile en fréquence, il est envisageable de pouvoir régler sa fréquence de résonance et la faire fonctionner dans une bande qui n'avait pas été prise en compte lors de sa conception initiale, en changeant les valeurs des capacités intégrées sur la structure. Cela permet d'accéder à de nouvelles bandes avec la même structure d'antenne (antenne évolutive), ce qui représente est un avantage par rapport aux antennes passives.

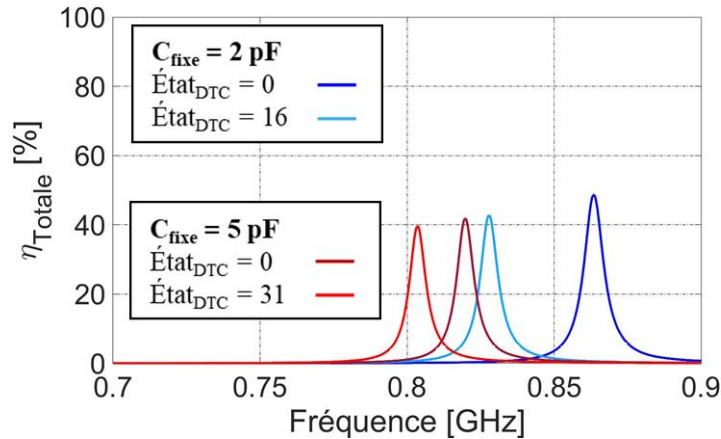


Figure IV. 22 : Efficacité totale de l'antenne IFA **A800** pour deux états de C_{fixe} et quelques états de la DTC PE64906.

Conclusion

Les étapes de conception d'une antenne IFA miniature et agile couvrant principalement la bande 868 MHz ont été présentées dans ce chapitre. La première partie a permis d'étudier théoriquement et par simulation sa conception. L'agilité fréquentielle est réalisée via l'utilisation d'une capacité variable commandée numériquement (DTC). Le composant DTC PE64909 a été choisi et l'étude de sa position optimale sur la structure de l'antenne a été faite en utilisant le modèle analytique d'une antenne chargée du chapitre précédent.

L'antenne IFA agile a été d'abord testée en plaçant la capacité d'agilité (DTC) en série sur les brins de l'antenne (antenne **A1**). En faisant varier les valeurs de la DTC de l'état 4 à l'état 12, la simulation de l'antenne montre une adaptation d'impédance sur toute la bande 868 MHz avec une efficacité totale maximale de 47 %. Dans un second temps, et afin de faciliter l'implémentation et le pilotage de la DTC à partir du plan de masse, la DTC a été déplacée vers l'extrémité ouverte de l'antenne en série avec la capacité de miniaturisation. Cette nouvelle version d'antenne agile **A2** intégrant cette fois la DTC sur son extrémité ouverte a été simulée. Le déplacement de la DTC constitue une implémentation différente qui impacte les effets d'interaction entre les lignes de l'antenne et les charges, et introduit un décalage fréquentiel et une variation de l'excursion fréquentielle par rapport à l'antenne **A1**. Ceci a nécessité l'utilisation de différents états de la DTC (état 10 à l'état 20) pour pouvoir couvrir la bande 868 MHz. L'antenne **A2** réussit à maintenir les mêmes comportements stables en fonction des états et les performances en termes d'impédance d'entrée et de coefficient de réflexion sur toute la bande 868 MHz. L'efficacité totale maximale a augmenté jusqu'à 52 %, ce qui confirme les résultats obtenus par le modèle d'une antenne chargée en extrémité étudié dans le chapitre précédent.

Cette antenne différentielle a ensuite été étudiée en version monopolaire placée d'abord sur un plan de masse de $\lambda \times \lambda$ mm² puis $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm². Le passage vers une version monopolaire ainsi que la réduction du plan de masse introduit un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences et une dégradation de l'efficacité totale de l'antenne. Pour couvrir la bande

868 MHz, les états de la DTC allant de 16 à 26 ont été utilisés pour l'antenne placée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm². Cette antenne présente une efficacité totale maximale de 37%.

Bien que ces antennes reconfigurables permettent de couvrir une large bande passante par commutation de la DTC, elles possèdent des limitations sur l'efficacité de rayonnement due à une résistance série ESR encore relativement importante que l'on réussit à réduire en l'associant à une capacité fixe dite de charge. Notons que la figure de mérite de la technologie SOI diminue avec les générations pour tendre vers des valeurs inférieures à 1 Ω .

Pour insister sur l'intérêt des antennes agiles, la même antenne IFA **A2**, conçue initialement pour couvrir la bande 868 MHz, est testée dans la bande LTE 800 Uplink et Downlink en gardant la même géométrie mais en changeant la valeur de la DTC intégrée ainsi que la valeur de la charge fixe. L'antenne couvre toute la bande uplink avec un coefficient de réflexion de -10 dB et une efficacité totale maximale de 50 %, mais ne parvient pas à couvrir l'ensemble de la bande downlink dû à l'agilité limitée de la DTC liée à l'augmentation de la capacité fixe utilisée pour miniaturiser l'antenne. Malgré une taille électrique plus faible, sa bande instantanée qui est réduite de 2.3 MHz à 2 MHz, reste compatible avec le standard LTE NB IoT. L'étude dans la bande LTE 800 illustre l'intérêt des antennes agiles par rapport aux antennes passives large bandes dans leur capacité à fonctionner dans plusieurs bandes sans modifier leur géométrie et simplement en remplaçant les éléments de charges par d'autres composants/valeurs de capacités. L'antenne active peut accorder sa fréquence de fonctionnement à une bande qui n'était pas adressée initialement dans un volume très réduit tout en maintenant un bon niveau d'adaptation d'impédance. La pertinence de l'antenne miniature agile pour les systèmes radios évolutifs est confirmée.

Afin de valider expérimentalement les performances de l'antenne agile incorporant des DTC et les imperfections de fonctionnement pratique non pris en compte lors des études théoriques, la conception d'un prototype de l'antenne IFA **A2** était censée être réalisée à la fin de ce chapitre. L'objectif final de cette étude était d'adresser la bande 868 MHz afin de vérifier la conformité de ce type d'antenne aux spécifications du standard Lora ou Sigfox pour les applications IoT. Malheureusement cette partie n'a pas pu être menée à son terme avant la fin de la thèse (planning de dernière année de thèse et approvisionnement de composants perturbés par la situation sanitaire).

Références du Chapitre IV

- [1] D. Nicolas, E. Ben Abdallah, A. Giry, T. Parra, S. Bories, "Antenne RF accordable en fréquence par l'intermédiaire de condensateurs variables en technologie CMOS SOI", Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM) 2016, Toulouse.
- [2] Dominique Nicolas. Conception de circuits RF en CMOS SOI pour modules d'antenne reconfigurables. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier (Toulouse 3), 2017. Français. fftel-01591595f

- [3] F. Giancesello et al., "Highly linear and sub 120 fs Ron \times Coff 130 nm RF SOI technology targeting 5G carrier aggregation RF switches and FEM SOC," 2016 IEEE 16th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2016, pp. 9-12, doi: 10.1109/SIRF.2016.7445454.
- [4] <https://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>
- [5] <http://www.electronique-mag.com/article6980.html>
- [6] <https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe64907ds.pdf>
- [7] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-53, April 2005, pp. 1298-1324.
- [8] J. E. Storer, "The Impedance of an Antenna over a Large Circular Screen," J. Appl. Phys., vol 12, 1951, p 1058.
- [9] M.-C. Huynh and W. Stutzman, "Ground Plane Effects on Planar Inverted-F Antenna (PIFA) Performance," IEE Proc. Microw. Antennas Propagat., 150,4, August 2003, pp. 209-213.
- [10] H. Matzner, M. Milgrom, and S. Shtrikman, "A study of finite size power isotropic radiators", Eighteenth Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995, pp. 1.4.1/1_1.4.1/5, 7-8 March 1995.
- [11] <https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe64906ds.pdf>

Conclusion Générale

L'internet des objets (IoT) joue un rôle important dans l'évolution des réseaux de communication. Dans ce paradigme de communication du futur, des millions d'appareils, seront connectés à l'internet. On parle de capteurs à peine plus gros qu'une pièce de monnaie pour une utilisation sur pile bouton pendant 10 ans. Pour de tels réseaux et dispositifs électroniques, outre les protocoles de communication sophistiqués, un matériel efficace et à taille réduite jouera également un rôle essentiel. L'antenne étant le composant le plus volumineux des frontaux radiofréquences des objets connectés dans les bandes sub-GHz, sa miniaturisation est critique. Pour les applications IoT, l'antenne doit présenter une taille réduite, une efficacité énergétique élevée et une capacité à couvrir une bande de fréquence plus ou moins large. Cependant, la réduction de la taille d'une antenne s'accompagne généralement d'une réduction de son efficacité et de sa bande passante. Afin de contourner ces limitations, la technique d'agilité fréquentielle constitue une solution intéressante qui permet de maintenir les performances de l'antenne miniaturisée sur une sous bande qui peut être pilotée sur une excursion en fréquence plus large. En effet la plupart des standards de communication fonctionne en accédant au spectre par sous bande instantanée.

Les travaux sur les antennes électriquement petites et les limites fondamentales associées remontent aux études effectués par Wheeler en 1947. Avant d'aborder les travaux de cette thèse, une brève histoire des études réalisées sur les limites fondamentales des antennes est présentée dans le premier chapitre ainsi que les équations clés définissant ces limites. La présentation des limites fondamentales est suivie par une présentation et une comparaison de différentes techniques de miniaturisation et d'agilité fréquentielle.

Dans ce travail, le comportement d'une antenne miniature est analysé et modélisé afin d'en déduire des règles de conception visant une optimisation de ses performances. L'antenne F inversée (IFA) est retenue pour cette étude. Elle constitue une antenne compacte bien connue et largement utilisée pour les systèmes sans fil.

La thèse est divisée en deux grandes parties. La première partie traite le développement d'un modèle comportemental d'antenne compacte pour analyser et interpréter les phénomènes physiques et notamment les pertes introduites par les techniques de miniaturisation et de reconfiguration d'antenne. La deuxième partie consiste à exploiter le modèle pour réaliser et optimiser les antennes électriquement petites et efficaces dont l'utilisation se généralise pour les objets connectés (IoT).

Le chapitre II détaille les étapes de la modélisation d'une antenne F inversée (IFA) à conducteurs cylindriques, placée dans l'air sur un plan de masse infini. Le développement du modèle est basé sur la théorie des lignes de transmissions et s'inspire des premiers travaux réalisés au milieu du siècle dernier. Le modèle est divisé en deux sous modèles s'intéressant respectivement à l'aspect électrique (impédance d'entrée, facteur de qualité) et à l'aspect électromagnétique (efficacité intrinsèque et totale) de l'antenne. Les résultats du modèle analytique sont comparés à la simulation électromagnétique réalisée sous CST MWS. Les effets de couplages entre les lignes de l'antenne et ses extrémités (ouverte et fermée) ainsi que les « pertes par rayonnement » sont étudiés et introduits dans le modèle électrique afin de réduire

respectivement l'erreur en fréquence et en amplitude et rendre le modèle plus précis. Par contre, les effets de couplage entre la sonde d'excitation et la court-circuit ne sont pas représentés dans le modèle, ce qui explique l'erreur existant en fréquence et en amplitude sur la résonance d'impédance entre le modèle et la simulation lorsqu'augmentent la hauteur et se réduit la séparation entre la sonde et le court-circuit. L'antenne est ensuite étudiée avec le modèle et simulée en fonction de différents paramètres (hauteur, longueur, diamètre). Le domaine de validité du modèle a été validé via la comparaison avec les simulations fullwave à la fois sur l'impédance d'entrée et l'efficacité. Pour une antenne IFA classique ayant une longueur de $\lambda/4$, le modèle montre une précision remarquable. En effet, on relève sur l'impédance d'entrée une erreur en fréquence inférieure à 1 % pour une hauteur jusqu'à $h < \lambda/25$ et pour le cas où la sonde d'excitation est placée à une distance du court-circuit supérieure à $\lambda/40$.

Concernant l'aspect électromagnétique, la résistance de rayonnement de l'antenne IFA est recalculée en tenant compte des pertes résistives dans toute la structure antennaire via l'introduction de fonctions trigonométriques hyperboliques. Ce travail est un apport majeur par rapport aux calculs de King qui comportent une singularité à la résonance de l'antenne. Le calcul proposé a permis au modèle de reproduire précisément la courbe de l'efficacité de rayonnement simulée en fonction de la fréquence. L'impédance, le facteur de qualité et l'efficacité de rayonnement de l'antenne sont ensuite étudiés en fonction de la conductivité de l'antenne afin de mieux comprendre les phénomènes de pertes et valider la conformité du modèle avec les limites fondamentales des antennes.

Afin de valider expérimentalement les résultats du modèle et de la simulation, deux prototypes d'antenne IFA non chargées à conducteurs cylindriques sont réalisés. Les deux prototypes présentent les mêmes dimensions et diffèrent par la distance séparant la sonde d'excitation du court-circuit. En terme d'impédance, le modèle présente une erreur en fréquence de 2 % maximum pour le cas où l'excitation est placée proche du court-circuit. Cette erreur diminue avec l'éloignement de l'excitation pour fournir des résultats remarquablement précis. L'efficacité totale mesurée des deux prototypes est calculée par intégration de quatre coupes du gain total réalisé. L'efficacité totale obtenue par le modèle est très similaire en amplitude aux simulations et aux mesures, un décalage fréquentiel de 5 % par rapport aux résultats de la simulation/mesure est observable en accord avec le décalage fréquentiel du coefficient de réflexion.

Après avoir obtenu un modèle assez précis en termes d'impédance et d'efficacité de rayonnement, ce modèle est ensuite développé de façon à pouvoir représenter une antenne chargée. La charge peut être introduite soit sur la structure de l'antenne (en série ou en parallèle) soit à l'entrée de l'antenne dans un réseau d'adaptation.

La première partie du chapitre III est consacrée à l'étude d'une antenne IFA chargée sur sa structure. Deux types de chargement ont été étudiés : le chargement capacitif et le chargement inductif. La charge, capacitive ou inductive, peut être introduite sur l'antenne soit en série (le long d'un brin) soit en parallèle (entre un point du brin supérieur et son équivalent sur le brin inférieur). Dans l'étude de l'antenne chargée, nous avons retrouvé que le chargement par une capacité en parallèle ou par une inductance en série contribue à la miniaturisation de l'antenne. Cependant le chargement par inductance a augmenté l'erreur fréquentielle de 0.8 % à 1.3 %. En plus, même si l'inductance série permet de miniaturiser l'antenne, on a besoin de grandes valeurs d'inductance (> 50 nH) pour atteindre un niveau miniaturisation qu'on peut

avoir avec de petites capacités (< 4 pF). Ces grandes valeurs d'inductance impliquent une réduction d'efficacité plus importante. Pour cela, le chargement par une capacité en parallèle placée à l'extrémité ouverte de l'antenne est choisi pour sa miniaturisation. Cette position a permis d'obtenir un fort facteur de miniaturisation avec un optimum d'efficacité.

Pour s'approcher du cas d'une antenne compacte intégrée, une conversion d'une antenne à conducteur cylindrique vers une antenne à conducteurs planaires est réalisée. Cette conversion introduit un décalage supplémentaire de fréquence de 0.6 %. Le modèle d'antenne chargée ainsi que la conversion de section sont utilisés pour concevoir (sur plusieurs étapes) une antenne imprimée chargée. Lorsque l'antenne est imprimée sur le substrat diélectrique, le modèle ne suit plus les résultats de la simulation et présente un certain décalage en fréquence de la résonance lié à la modélisation trop simpliste du substrat diélectrique. La version finale de l'antenne obtenue est une antenne double face gravée sur un substrat Rogers RO4003C, chargée par une capacité de 0.3Ω à son extrémité ouverte et présentant les dimensions suivantes : 39×16 mm². L'antenne résonne à 863 MHz. Elle est adaptée à -10 dB sur 1.25 MHz de bande et présente une efficacité de rayonnement de 62 %.

Dans la deuxième partie du chapitre III, nous avons étudié la deuxième technique consistant à miniaturiser l'antenne par l'introduction d'un réseau d'adaptation. L'antenne IFA étudiée dans la première partie a été utilisée. La topologie et le type du circuit d'adaptation dépend principalement de l'impédance d'antenne et de la source (100Ω en différentielle). Le circuit d'adaptation utilisé est un circuit en L composé de capacités idéales (pertes résistives négligeables). Les deux cas de chargement de l'antenne (structure et réseau d'adaptation) sont analysés et comparés pour un système antenne/charge ayant le meilleur compromis taille réduite/efficacité. L'étude montre que la miniaturisation par ajout de composant sur la structure rayonnante (Aperture Tuning) est préférable pour l'IFA surtout dans le cas où le facteur de miniaturisation est important.

Après avoir validé l'avantage du chargement capacitif sur la structure de l'antenne. Trois prototypes d'antenne chargée double faces sont réalisés. Comme le modèle n'est plus assez précis dans le cas de l'antenne imprimée sur un substrat, seuls les résultats de mesure sont comparés à la simulation. Le premier prototype **L1** est chargé à son extrémité par une capacité de miniaturisation de 0.3 pF et fait $0.11\lambda \times 0.046\lambda$ à 863 MHz. La résonance de l'antenne mesurée est décalée de 3.5 % vers les basses fréquences par rapport à la simulation. Nous avons démontré que la tolérance de la capacité de charge était la cause principale de ce décalage fréquentielle. Cette tolérance est ensuite introduite à la capacité de charge. L'efficacité mesurée des prototypes est cette fois calculée en utilisant la méthode de la cavité de Wheeler pour sa simplicité de mise en œuvre. L'antenne **L1** simulée présente une efficacité de rayonnement de 44.3 %, tandis que la mesure donne une efficacité de 44.1 %. L'antenne mesurée est légèrement moins efficace comme elle est plus miniature (résonne à une fréquence plus basse tout en ayant la même taille k_{rchu}). Pour étudier l'effet de la miniaturisation sur l'efficacité de l'antenne, un deuxième prototype **L2**, chargé par une capacité de 0.4 pF à son extrémité, fait $0.093 \lambda \times 0.046 \lambda$ à 863 MHz. Cette antenne résonne à la même fréquence que **L1** et présente presque le même décalage en fréquence par rapport à la simulation. Cette antenne de taille électrique réduite par rapport à **L1**, présente une efficacité de rayonnement de 32.1 % en simulation et 27 % en mesure; ce qui est cohérent avec la dégradation de l'efficacité suivant la réduction de la taille électrique. Finalement, un dernier prototype **L3** est réalisé en gardant la même valeur de

capacité de charge de 0.4 pF, mais en changeant cette fois la forme de l'antenne pour qu'il remplisse au mieux la surface incluse dans la sphère du Chu. Cette antenne en forme d'arc de cercle, occupe mieux la sphère que le prototype **L2** rectangulaire, et présente une efficacité simulée de 35.1 % et une efficacité de 33.1 % obtenue avec la mesure.

Le chapitre IV aborde l'agilité fréquentielle de l'antenne. Comme l'antenne **L1** présente les meilleures performances, elle est reprise dans ce dernier chapitre pour adresser d'abord la bande non licenciée 868 MHz (fréquence allant de 863 à 876 MHz). Pour ce faire, une capacité variable type DTC PE64907 est introduite sur la structure antennaire d'abord en série sur les brins. En utilisant seulement 9 états de la DTC (état 4 à 12), l'antenne arrive à couvrir toute la bande 868 avec une efficacité de rayonnement minimale de 44 %.

Afin de faciliter l'implémentation et le pilotage de la DTC à partir du plan de masse, la DTC est ensuite déplacée vers l'extrémité ouverte de l'antenne en série avec la capacité de miniaturisation. Le déplacement de la DTC conduit à un chargement hybride (série vers parallèle) et modifie les effets d'interaction entre les lignes de l'antenne et les charges, ce qui introduit un décalage fréquentiel et une variation de l'excursion fréquentielle par rapport au cas d'une DTC placée en série. Ceci a nécessité l'utilisation de différents états de la DTC (état 10 à l'état 20) pour pouvoir couvrir la bande 868 MHz. L'antenne réussit à maintenir les mêmes comportements stables en fonction des états et ses performances en termes d'impédance d'entrée adaptée et de coefficient de réflexion sur toute la bande 868 MHz. Le déplacement de la DTC vers l'extrémité conduit à une efficacité totale minimale de 45 %, ce qui confirme les résultats obtenus par le modèle d'une antenne chargée en extrémité étudié dans le chapitre précédent.

Cette antenne différentielle est ensuite étudiée en version monopolaire placée sur un plan de masse de $\lambda \times \lambda$ mm² puis $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm². Le passage vers une version monopolaire ainsi que la réduction du plan de masse introduit un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences et une dégradation de l'efficacité totale de l'antenne. Pour couvrir la bande 868 MHz, les états de la DTC allant de 16 à 26 ont été utilisés pour l'antenne placée sur un plan de masse de $0.25\lambda \times 0.25\lambda$ mm². Cette antenne présente une efficacité totale maximale de 37 % sur la bande.

Finalement, et pour confirmer l'intérêt des antennes agiles, la même antenne IFA, conçue initialement pour couvrir la bande 868 MHz, est testée dans la bande LTE 800 Uplink et Downlink en gardant la même géométrie mais en changeant la valeur de la DTC intégrée ainsi que la valeur de la charge fixe (placée en parallèle avec la DTC). L'antenne couvre toute la bande Uplink avec un coefficient de réflexion de -10 dB et une efficacité totale de 50 %, mais ne parvient pas à couvrir l'ensemble de la bande Downlink dû à l'agilité limitée de la DTC liée à l'augmentation de la capacité fixe. L'étude dans la bande LTE 800 illustre l'avantage des antennes agiles par rapport aux antennes passives large bandes dans leur capacité à fonctionner dans plusieurs bandes sans modifier leur géométrie et simplement en remplaçant les éléments de charges par d'autres composants/valeurs de capacités. L'antenne active peut accorder sa fréquence de fonctionnement à une bande qui n'était pas adressée initialement dans un volume très réduit tout en maintenant un bon niveau d'adaptation d'impédance et d'efficacité.

Perspectives

Les travaux des deux derniers chapitres ouvrent de nombreuses perspectives d'études qui font d'ores et déjà suite à cette thèse.

D'abord concernant la partie modélisation (d'impédance et d'efficacité), le modèle présenté dans cette thèse de l'antenne IFA suppose que la hauteur h est constante sur toute la structure, c'est à dire que la constante de propagation et l'impédance caractéristique sont constantes. Ce qui n'est plus le cas si la géométrie (parties conductrices) d'une partie de l'antenne varie selon la section (à la fois côté court-circuit ou côté circuit-ouvert). D'où l'intérêt de pouvoir généraliser le modèle dans de prochaines études. En effet le réglage de la partie réelle de l'impédance peut se faire en réduisant la hauteur de la partie court-circuitée de l'IFA. La **Figure 1** montre un exemple d'une antenne IFA dont la partie court-circuitée présente une hauteur différente que celle de la partie ouverte. Cette géométrie pourrait être utile pour diminuer les effets de couplage entre le brin d'excitation et celui du court-circuit. Par ailleurs, il s'agit d'étendre le domaine de validité du modèle pour des géométries largement utilisées dans la pratique afin de régler l'amplitude de la partie réelle de l'impédance vers des valeurs typiques autour de 50 ou 100 Ω .

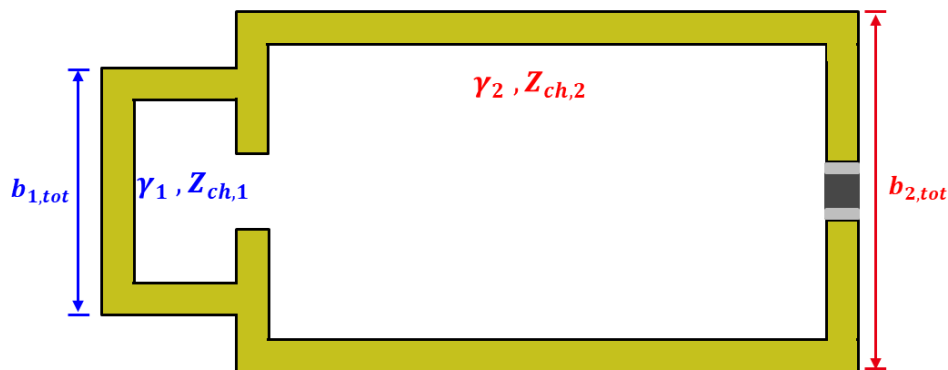


Figure 1 : Schématisation d'une antenne IFA et son image électrique où la hauteur de la partie court-circuitée est plus petite que celle de la partie chargée.

Concernant la modélisation de l'antenne, des travaux visant à modéliser l'impact d'un substrat diélectrique apparaissent nécessaires. Le modèle développé en première approximation montre la tendance mais est insuffisamment précis. Il convient de travailler plus précisément l'expression de la permittivité effective complexe à utiliser dans le modèle électrique et électromagnétique pour améliorer la précision d'estimation de l'impédance et de l'efficacité (pertes diélectriques).

En parallèle, le modèle développé dans cette thèse, est exploité sur une large plage de son domaine de validité afin de générer extrêmement rapidement un très grand nombre (plusieurs dizaines de milliers) d'impédances et d'efficacité de rayonnement paramétrés par plusieurs critères géométriques (ex. dimensions), électriques (ex. conductivité) et de chargement RF (valeur et ESR de capacité variable). Ceci dans le but d'optimiser la conception conjointe de de système filtre-antenne, ou antenne-amplificateur ou bien encore antenne-élément de charge, reconfigurables en fréquence sur des points d'impédances hors 50 Ω . Une telle génération par simulations EM fullwave demanderait un temps rédhibitoire. Cette étude est adressée dans le

cadre du projet ASTRID CODIFIANT qui rassemble deux partenaires (CEA-LETI et XLIM) et qui vise à rendre compacte, efficace et accordable en fréquence un système filtre-antenne.

Concernant le prototypage de l'antenne IFA miniature et agile, la réalisation d'un démonstrateur issu des travaux du Chapitre IV est en cours (automne 2021). L'antenne miniature agile couvrira séquentiellement les 20 MHz dans la bande PMR 400 MHz par 4 sous-bande de 5 MHz. Par ailleurs une étude orientée systèmes IoT, sera menée afin de vérifier la conformité de l'antenne réalisée aux spécifications de standards propriétaires ou LoRa (en terme de temps de commutation, respect des masques rayonnés lors des commutations (phénomènes transitoires)).

Dans le dernier chapitre, on est arrivé à atteindre des antennes miniatures chargées très résonantes avec des composants de charge possédant un facteur de qualité relativement faible (40 à 800 MHz). Autrement dit, et pour une bande instantanée de 2 MHz ($BPR = 0.23\%$ à 868 MHz), le facteur de qualité du DTC n'est pas encore limitant. Une perspective consistera à s'approcher des limites fondamentales soit en introduisant un composant ayant un mauvais facteur de qualité, soit en miniaturisant encore plus l'antenne. Dans cette étude, une bande passante proche de 180 kHz sera visée pour que l'antenne soit plus adaptée aux spécifications du standard NB-IoT.

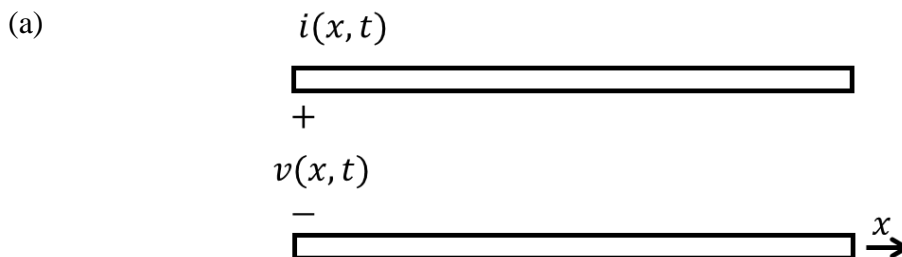
Annexe A : Paramètres d'une ligne de transmission

L'étude présentée dans cette annexe est basée sur la théorie des lignes de transmission [1]-[3].

La principale différence entre la théorie des circuits et la théorie des lignes de transmission est l'introduction de la longueur électrique des objets considérés. L'analyse de circuit suppose que les dimensions physiques du réseau sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde électrique, tandis que les lignes de transmission peuvent représenter des objets dont la taille varie entre une fraction de longueur d'onde, jusqu'à plusieurs longueurs d'onde. Ainsi, une ligne de transmission est un réseau de paramètres distribués, où les tensions et les courants peuvent varier en amplitude et en phase sur sa longueur, tandis que l'analyse de circuit ordinaire traite des éléments localisés, où la tension et le courant ne varient pas sensiblement sur la dimension physique des éléments.

Comme le montre la **Figure A. 1 (a)**, une ligne de transmission est souvent représentée schématiquement comme une ligne à deux fils car les lignes de transmission (pour la propagation d'onde électromagnétique transversale (TEM)) ont toujours au moins deux conducteurs. Soit L la longueur infinitésimale de la ligne de transmission. Une partie de cette ligne de la **Figure A. 1 (a)**, et de longueur ΔL peut être modélisée comme un circuit à éléments localisés, comme le montre la **Figure A. 1 (b)**, où R_{ul} , L_{ul} , G_{ul} et C_{ul} représentent les paramètres primaires par unité de longueur définies comme suit,

- R_{ul} = résistance série par unité de longueur, pour les deux conducteurs, en Ω / m .
- L_{ul} = inductance série par unité de longueur, pour les deux conducteurs, en H / m .
- G_{ul} = conductance shunt par unité de longueur, en S / m .
- C_{ul} = capacité de shunt par unité de longueur, en F / m .



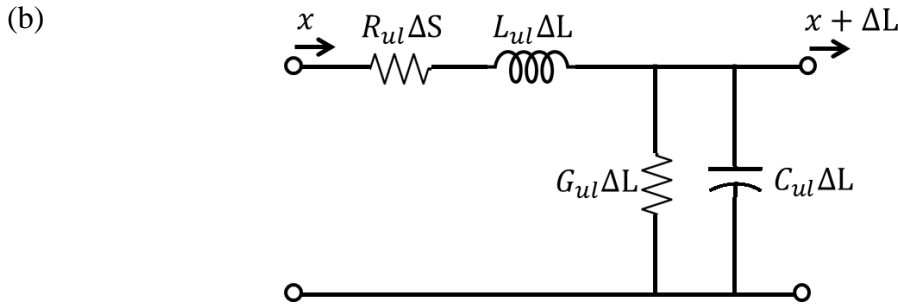


Figure A. 1 : (a) Distribution de la tension et du courant sur une ligne de transmission de longueur L (b) Modélisation d'un tronçon de ligne de longueur ΔL par un circuit équivalent à éléments localisés.

L'inductance série L_{ul} représente l'auto-inductance totale des deux conducteurs, et la capacité shunt C_{ul} est due à la proximité étroite des deux conducteurs. La résistance série R_{ul} représente la résistance due à la conductivité finie des conducteurs individuels, et la conductance shunt G_{ul} est due à la perte diélectrique dans le matériau entre les conducteurs. R_{ul} et G_{ul} représentent donc une dissipation d'énergie. Une longueur finie de ligne de transmission peut être considérée comme une mise en cascade de sections de la forme représentée sur la **Figure A. 1 (b)**.

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la **Figure A. 1 (b)**, et en étudiant les équations de propagation de la tension et du courant le long de la ligne [3], on obtient,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_{ul} + j\omega L_{ul})(G_{ul} + j\omega C_{ul})} \quad (\text{A. 1})$$

Où γ est la constante de propagation, qui est une fonction de la fréquence dont la partie réelle α est un paramètre d'affaiblissement exprimé en Nepers par mètre. La partie imaginaire β est un paramètre de phase exprimé en radians par mètre ($\beta = 2\pi/\lambda$, λ est la longueur d'onde).

De plus, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est définie par,

$$Z_{ch} = \frac{\sqrt{R_{ul} + j\omega L_{ul}}}{\sqrt{G_{ul} + j\omega C_{ul}}} \quad (\text{A. 2})$$

A noter que remplacer chaque longueur ΔL d'une ligne de transmission par le circuit à éléments localisés de la **Figure A. 1 (b)** implique que toutes ces longueurs sont supposées exactement identiques. Cette condition est vraie pour une ligne infiniment longue [1]. L'inductance et la capacité et, dans une moindre mesure, la résistance et la conductance par unité de longueur diffèrent près des extrémités d'une ligne de longueur finie, quelle que soit sa terminaison, de leurs valeurs loin des extrémités. De plus, la charge peut être couplée aux conducteurs de la ligne dans une courte région à proximité de leurs jonctions communes.

Si l'on suppose, néanmoins, que ces éléments localisés sont des constantes indépendantes de l'emplacement de l'élément ΔL le long de la ligne et que le couplage entre la ligne et la charge est ignoré, l'erreur globale ainsi introduite ne peut être rendue négligeable qu'en rendant la séparation des conducteurs de la ligne suffisamment petite par rapport à la longueur de la ligne L et à la longueur d'onde λ . En Effet, l'erreur impliquée dans cette hypothèse est soit ignorée,

soit désignée comme un effet de bout et par conséquent incluse dans l'impédance vue à l'extrémité de la ligne.

Paramètres d'une ligne de transmission bifilaire

Soit une ligne de transmission bifilaire de longueur L le long de l'axe x (**Figure A. 1 (a)**). Les centres de ses deux conducteurs sont séparés par une distance b . Comme déjà expliqué dans la partie précédente, la ligne doit satisfaire les conditions $b \ll L$ et $b \ll \lambda$ afin d'avoir les paramètres primaires constants le long de la ligne. Soit r le rayon des conducteurs de la ligne bifilaire. Le rayon est supposé très petit par rapport à la séparation ($b^2 \gg r^2$) de sorte que la distribution du courant et de la charge dans chaque conducteur peut être supposée symétrique en rotation. Les conditions d'une ligne équilibrée sont également considérées.

Avec ces hypothèses, les paramètres primaires sont définis par [1],

$$R_{ul} = 2r^i = \frac{1}{\pi r} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma_c}}, \quad r\sqrt{\mu\omega\sigma_c} \geq 10 \quad (\text{A.3})$$

Où r^i est la résistance interne par unité de longueur d'un seul conducteur de la paire bifilaire. μ , ω et σ_c sont respectivement la permittivité du milieu (μ_0), la pulsation ($2\pi f$) et la conductivité de la ligne.

$$L_{ul} = 2l^i + l^e \quad (\text{A.4})$$

$$l^i = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\sigma_c}}, \quad r\sqrt{\mu\omega\sigma_c} \geq 10 \quad (\text{A.5})$$

$$l^i = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{b}{r} \quad (\text{A.6})$$

Où l^i est l'inductance interne par unité de longueur d'un conducteur et l^e est l'inductance externe par unité de longueur de la ligne bifilaire.

$$C_{ul} = \frac{\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{b}{r}\right)} \quad (\text{A.7})$$

ϵ est la permittivité du milieu diélectrique (ou de l'air).

$$G_{ul} = \frac{\pi\sigma_m}{\ln\left(\frac{b}{r}\right)} \quad (\text{A.8})$$

σ_m représente la conductivité du milieu diélectrique (ou de l'air, $\sigma_m = 3^e - 15$ S/m).

Références Annexe A

- [1] R. W. P. King « Transmission-Line Theory » New York, McGraw-Hill, 1955.
- [2] D. Pozar « Microwave Engineering » 4th edition, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, 2012.
- [3] P. F. Combes « Micro-onde. Tome 1, Lignes, Guides et Cavités, Cours et Exercices », 1996

Annexe B : Inductance du fil de masse

Les expressions de l'inductance liée au fil de masse et au fil d'alimentation diffèrent selon les méthodes utilisées dans la littérature pour les calculer.

La **Figure B. 1** montre un conducteur cylindrique de longueur L et de diamètre a . Les expressions de l'inductance du fil de masse trouvées dans la littérature sont données dans le **Tableau B. 1**.

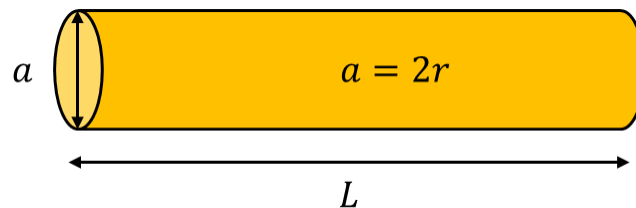


Figure B. 1 : Conducteur cylindrique de longueur L et de diamètre $a = 2r$.

Chaque inductance est calculée selon des hypothèses présentées aussi dans le **Tableau B. 1**. Par exemple, dans [1], l'inductance du fil de masse n'est pas dépendante de la fréquence. Elle est calculée en supposant que $r^2 \ll L^2$ et que le fil est de faible longueur par rapport à la longueur d'onde ($\beta^2 L^2 \ll 1$, $\beta = 2\pi/\lambda$).

Tableau B. 1 : Les différentes expressions de l'inductance d'un fil de masse de longueur L et de rayon r .

Référence	Inductance du fil L_{fil} [H]	Conditions
[1]	$L_{fil} = \frac{\mu_0 L}{2\pi} \left[a \sinh\left(\frac{L}{r}\right) + \frac{r}{L} - \sqrt{1 + \left(\frac{r}{L}\right)^2} \right]$	$r^2 \ll L^2$ $\beta^2 L^2 \ll 1$
[2]	$L_{fil} = \frac{\mu_0 L}{2\pi} \ln\left(\frac{\lambda}{\pi \gamma r}\right)$	-
[2]	$L_{fil} = 0.02L \left[\ln\left(\frac{2L}{r}\right) - \frac{3}{4} \right] * 10^{-9}$	$r \ll L$ $L \ll \lambda$ Basses fréquences (< 3 MHz)
[4][4]	$L_{fil} = 2 \left[L_{cm} \ln\left(\frac{L_{cm} + \sqrt{L_{cm}^2 + r_{cm}^2}}{r_{cm}}\right) - \sqrt{L_{cm}^2 + r_{cm}^2} + \frac{L_{cm}}{4} + r_{cm} \right] * 10^{-9}$	$L \ll \lambda$
[5]	$L_{fil} = L_{cm} \left[A + u_r \left(0.5 - \frac{1}{48} B^2 + \frac{13}{8640} B^4 \right) \right] * 10^{-9}$ Avec	-

	$A = 2 \left[\ln \left(\frac{2L_{cm}}{r_{cm}} \right) - 1 \right], B = \frac{u_r \omega L_{cm}}{R}, R = \frac{L_{cm}}{\pi \sigma_{cm} r_{cm}^2}$	
--	--	--

Où γ est la constante d'Euler définie dans [2] par $\gamma = 1.781$. Cependant la constante d'Euler est normalement égale à 0.577, est c'est l'exponentiel de cette constante, $\exp(\gamma)$, qui vaut 1.781. L_{cm} et r_{cm} sont respectivement la longueur et le rayon du fil en cm.

A noter que pour $L \gg r$, les expressions de [4] et [5] [3] seront identiques à [3].

Les différentes expressions de l'inductance d'un fil sont comparées dans la **Figure B. 2** en fonction de la longueur du fil L . Le fil a pour rayon $r = 0.5$ mm ($a = 1$ mm). La longueur du fil varie entre 5 mm et 80 mm, pour être toujours dans le cas où $r^2 \ll L^2$. L'étude est faite pour différentes valeurs de fréquences : $f = 800$ kHz (**Figure B. 2 (a)**), $f = 800$ MHz (**Figure B. 2 (b)**) et $f = 8$ GHz (**Figure B. 2 (c)**).

Typiquement, la valeur approximative de l'inductance d'un conducteur cylindrique est de 1 nH/mm [6].

D'après la **Figure B. 2**, et tant que $L \gg r$ ($L > 10 r$), les inductances de [1], [3], [4] et [5] sont presque identiques pour les 3 valeurs fréquences allant du LF (Low Frequency) à l'UHF (Ultra High Frequency). Ces 4 expressions présentent une inductance proche de 1 nH/mm, ce qui est valide avec la théorie.

L'expression de l'inductance donnée dans [2] semble valide seulement dans la bande de fréquences UHF ($f = 800$ MHz, **Figure B. 2 (b)**) pour $\gamma = 1.781$. Elle est surestimée par rapport aux autres expressions pour les basses fréquences (**Figure B. 2 (a)**) et sous-estimée pour les très hautes fréquences (**Figure B. 2 (a)**). Cependant cette inductance est toujours loin des autres expressions quand γ est supposée égale à 1.781. Ceci implique que l'expression de l'inductance dans [2] est vraie (dans une bande de fréquence) quand γ est égale à l'exponentiel de la constante d'Euler.

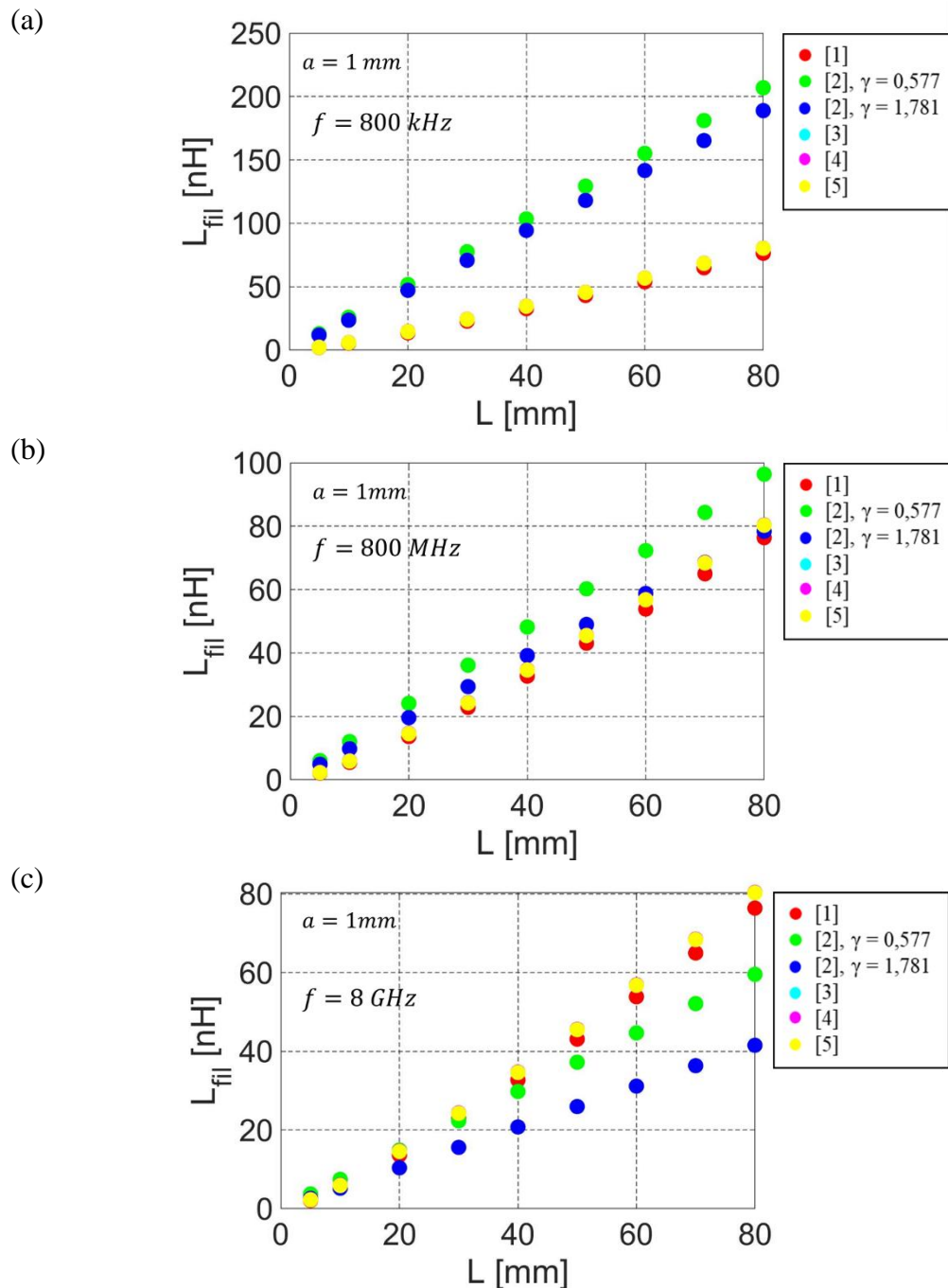


Figure B. 2 : Comparaison entre les différentes expressions d'inductance en fonction de la longueur du fil L pour un diamètre $a = 1$ mm ($r = a/2$) et (a) $f = 800$ kHz (b) $f = 800$ MHz (c) $f = 8$ GHz.

Ligne de transmission terminée par un fil de masse

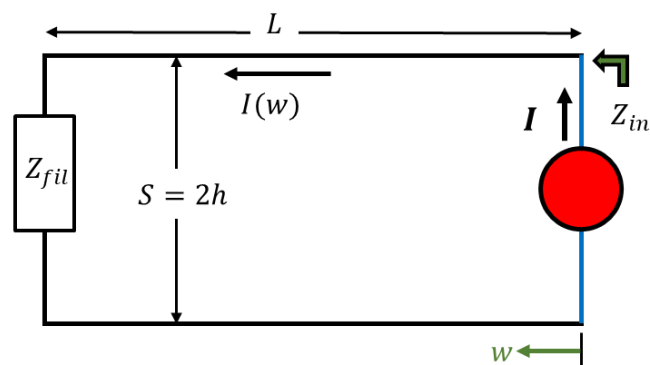
La **Figure B. 3 (a)** montre une ligne de transmission bifilaire, de longueur L , court-circuitée par un fil de masse à sa gauche. L'impédance équivalente de ce fil est représentée par Z_{fil} . Dans le cas d'une ligne longue ($L = 3\lambda_c$ à 800 MHz), l'impédance d'entrée de la ligne Z_{in} est tracée sur la **Figure B. 3 (b)** en fonction de la fréquence pour une longueur S variant entre

5 et 20 mm. Pour cette longue ligne, toutes les expressions du **Tableau B. 1** donnent les mêmes résultats en termes d'impédance d'entrée, avec une erreur en fréquence de résonance de 0.3% par rapport à la simulation.

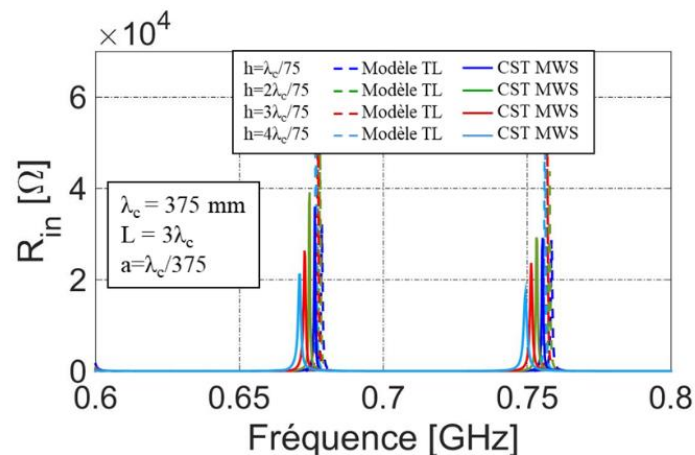
Rapprochons le fil de masse de l'entrée de la ligne bifilaire ($L = \lambda/4$). La nouvelle variation de l'impédance d'entrée est tracée sur la **Figure B. 3 (c)** pour les mêmes valeurs de S . L'erreur en fréquence entre le modèle de la ligne bifilaire et la simulation augmente lorsque la hauteur de l'antenne augmente et le court-circuit se rapproche de l'excitation. Le modèle de ligne ne semble plus adapté à cause des effets liés à la proximité du court-circuit qui modifie les propriétés de la ligne et induit "un couplage" entre excitation et l'inductance du fil L_{fil} (voir **Annexe C**).

A noter que l'erreur en amplitude est due à une sous-estimation des pertes dans les lignes par rapport aux simulations.

Dans la thèse, l'expression de [1] est utilisée pour calculer l'inductance du fil de masse et de la sonde d'excitation dans le modèle de l'antenne IFA. Ce choix s'explique car d'une part la valeur de cette inductance est proche de la plupart des expressions trouvées dans la littérature, et d'autre part car l'étude du modèle de l'antenne réalisée dans cette thèse est surtout basée sur les études de King [1].



(a)



(b)

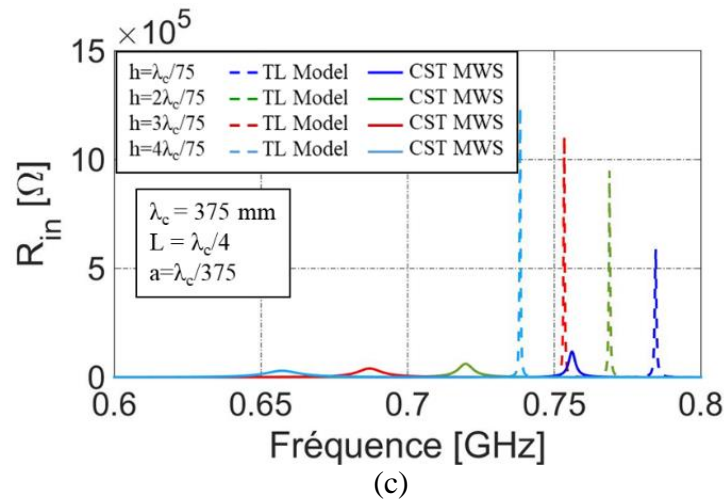


Figure B. 3 : (a) Schéma d'une ligne bifilaire terminée par un fil de masse (court-circuit)
 (b) partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour (c) $L=3\lambda_c$ et (c)
 $L=\lambda_c/4$.

Références Annexe B

- [1] R. W. P. King "Transmission-Line Theory", New York, McGraw-Hill, 1955.
- [2] E. Lier, "Improved formulas for input impedance of coax-fed microstrip patch antennas", 1982.
- [3] F. W. Grover, "Inductance Calculations. Working formulas and tables", 1945.
- [4] E. b. Rosa, "The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors", 1908.
- [5] J. G. Coffin, "The Influence of Frequency upon the Self-Inductance of Coils", 1986.
- [6] A. Charoy, "Guide Pratique de la CEM", 3^{ème} édition, Duno, 2017.

Annexe C : L'inductance mutuelle

Dans cette annexe, nous allons présenter la définition de l'inductance mutuelle, ainsi que la représentation de ce phénomène pour le cas de deux inductances séparées par une ligne de transmission bifilaire.

1 Inductance mutuelle entre deux fils

Soit deux inductances, L_1 et L_2 (**Figure C. 1**) situées l'une par rapport à l'autre de façon que le flux magnétique de l'une traverse partiellement l'autre, toute variation du courant dans L_1 provoque une variation de flux dans L_2 et une force électro motrice (FEM) induite apparaîtra aux bornes de la seconde inductance. De même une variation de courant dans L_2 donnera naissance à une FEM induite dans L_1 . Le flux de champ magnétique des deux inductances pourrait aider ou s'opposer [1], selon leur orientation (voir les points rouges).

L'induction mutuelle est le phénomène d'induction produit dans L_1 par la variation du courant dans L_2 et vice versa. Le coefficient d'inductance mutuelle M est un paramètre de circuit entre les deux inductances magnétiquement couplées [2].

En général, la valeur de M vaut $k\sqrt{L_1L_2}$, où $0 \leq k \leq 1$ est le coefficient de couplage magnétique.

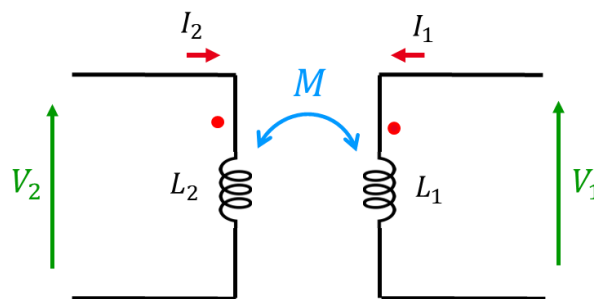


Figure C. 1 : Schéma représentant le couplage inductif entre deux inductances.

Pour le circuit de la **Figure C. 1**, supposons que les deux inductances ont la même orientation du champ ("aiding" inductances). En appliquant la loi de tension de Kirchhoff, les tensions aux bornes des inductances sont définies par,

$$V_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} \quad (\text{C. 1 (a)})$$

$$V_2 = L_2 \frac{dI_2}{dt} + M \frac{dI_1}{dt} \quad (\text{C. 1 (b)})$$

En domaine fréquentielle et sous hypothèse de régime harmonique, ces équations deviennent,

$$V_1 = jL_1\omega I_1 + jM\omega I_2 \quad (\text{C. 2 (a)})$$

$$V_2 = jL_2\omega I_2 + jM\omega I_1 \quad (\text{C. 2 (b)})$$

Ces deux équations donnent naissance à deux inductances équivalentes $L_{1,eq} = V_1 / j\omega I_1$ et $L_{2,eq} = V_2 / j\omega I_2$ définies par,

$$L_{1,eq} = L_1 + M \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{C. 3 (a)})$$

$$L_{2,eq} = L_2 + M \frac{I_1}{I_2} \quad (\text{C. 3 (b)})$$

2 Inductance mutuelle M entre deux inductances séparées par une ligne de transmission

La **Figure C. 2** montre une ligne de transmission bifilaire de longueur L terminée par une inductance L_1 à sa droite et une inductance L_2 à sa gauche. La longueur de la ligne est supposée courte de telle façon que les deux inductances sont couplées. Les courants I_1 et I_2 le long de la ligne sont donnés par [3],

$$I_1 = -I(w = 0) = -I_0 \quad (\text{C. 4 (a)})$$

$$I_2 = I(w = L) = I_0 \frac{\sinh(\theta_{L2})}{\sinh(\gamma L + \theta_{L2})} \quad (\text{C. 4 (b)})$$

Où $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constante de propagation complexe, et θ_{L2} est la fonction de terminaison définie par,

$$\theta_{L2} = \coth^{-1} \left(\frac{jL_2\omega}{Z_{ch}} \right) \quad (\text{C. 5})$$

Z_{ch} est l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire. Pour le cas de la ligne de transmission, les équation C. 2 (a) et (b) deviennent,

$$V_1 = jL_1\omega I_1 - jM\omega \frac{\sinh(\theta_{L2})}{\sinh(\gamma L + \theta_{L2})} I_1 \quad (\text{C. 6 (a)})$$

$$V_2 = jL_2\omega I_2 - jM\omega \frac{\sinh(\gamma L + \theta_{L2})}{\sinh(\theta_{L2})} I_2 \quad (\text{C. 6 (b)})$$

Le calcul des inductances équivalentes donne,

$$L_{1,eq} = L_1 - M \frac{\sinh(\theta_{L2})}{\sinh(\gamma L + \theta_{L2})} \quad (\text{C. 7 (a)})$$

$$z_{,eq} = L_2 - M \frac{\sinh(\gamma L + \theta_{L_2})}{\sinh(\theta_{L_2})} \quad (\text{C. 7 (b)})$$

Comme γ est complexe, car la ligne de transmission présente des pertes ($\alpha \neq 0$), les inductances équivalentes sont aussi complexes. Ce modèle n'apparaît donc pas physique et interroge sur son utilité.

Pour le cas d'étude d'un modèle d'une antenne miniature ayant des pertes dans ses lignes (γ complexe, $\alpha \neq 0$) et aussi des pertes dans son court-circuit ($\theta = \rho + j\varphi$), l'introduction de ce modèle d'inductance mutuelle conduit à des comportements non physiques.

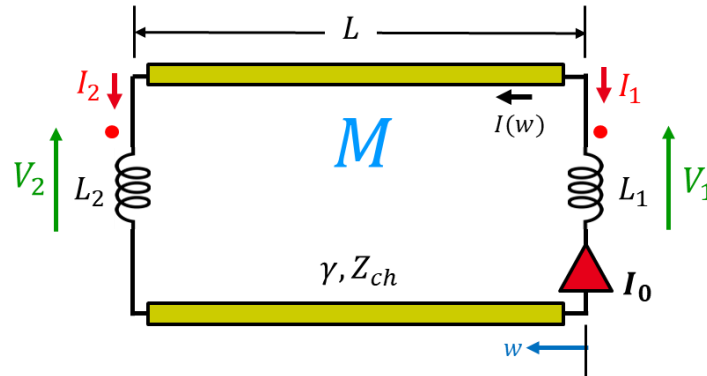
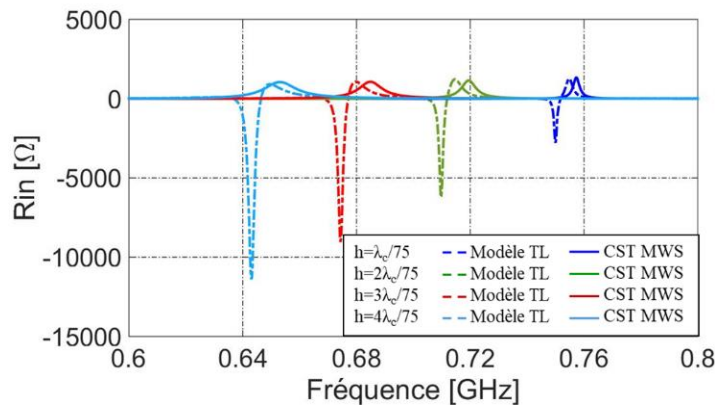


Figure C. 2 : Schéma des inductances L_1 et L_2 séparées l'une de l'autre par une ligne de transmission bifilaire de longueur L .

La **Figure C. 3** montre l'effet de l'introduction de l'inductance mutuelle dans le circuit d'IFA entre la ligne du court-circuit et la sonde d'excitation. Les valeurs négatives de la partie réelle de l'impédance sont liées aux valeurs complexes des inductances équivalentes modélisant le couplage.



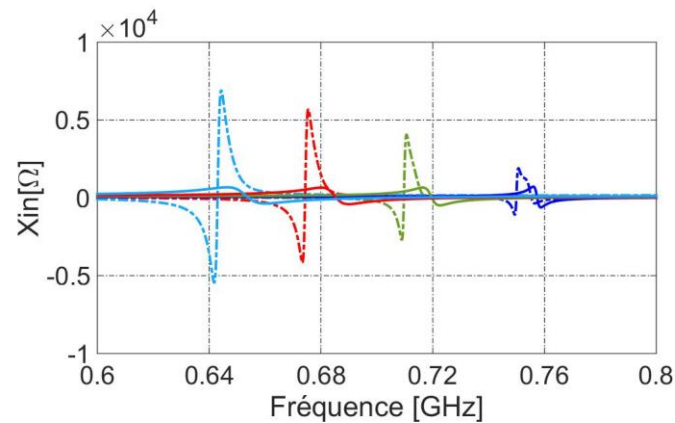


Figure C. 3 : (a) Partie réelle et (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'une antenne IFA après introduction des effets de couplage inductif.

L'hypothèse de ligne avec perte et les expressions des courants dans le cas d'une telle proximité d'inductances sur la ligne de transmission est certainement à discuter pour établir un modèle plus précis de mutuelle inductance. Des tests d'amélioration ont été effectués sans résultats suffisamment probants pour être proposés dans le cadre de ce travail.

Références Annexe C

- [1] <https://inst.eecs.berkeley.edu/~ee40/fa03/lecture/lecture13.pdf>
- [2] E. b. Rosa, "The Self and Mutual Inductance of Linear Conductors", 1908
- [3] R. W. P. King « Transmission-Line Theory » New York, McGraw-Hill, 1955.

Annexe D : Résistance de rayonnement de l'antenne F inversée

Dans cette annexe, le calcul de la résistance de rayonnement est généralisé par rapport aux travaux de [25] en tenant compte de toutes les pertes résistives siégeant dans la structure de l'antenne.

1 La distribution du courant

La **Figure D. 1** représente le circuit équivalent généralisé considéré dans cette annexe. Des lignes de transmission constituées de conducteurs parallèles de rayon a , de longueur L et espacées d'une distance $2h$ entre les centres se terminent par des impédances Z_1 à $z = 0$ ($w = L - z$) et Z_2 à $z = L$, ($w = 0$). Un générateur (sans impédance) de tension V_0 est connecté à travers la ligne à $z = L_1$ ($w = L_2$). On note qu'usuellement pour une antenne miniature adaptée sur une impédance de référence proche de 50Ω , on a plutôt $L_2 > L_1$. Les courants dans les lignes sont I_{z1} lorsque ($0 < z < L_1$) et I_{z2} lorsque $0 < w < L_2$.

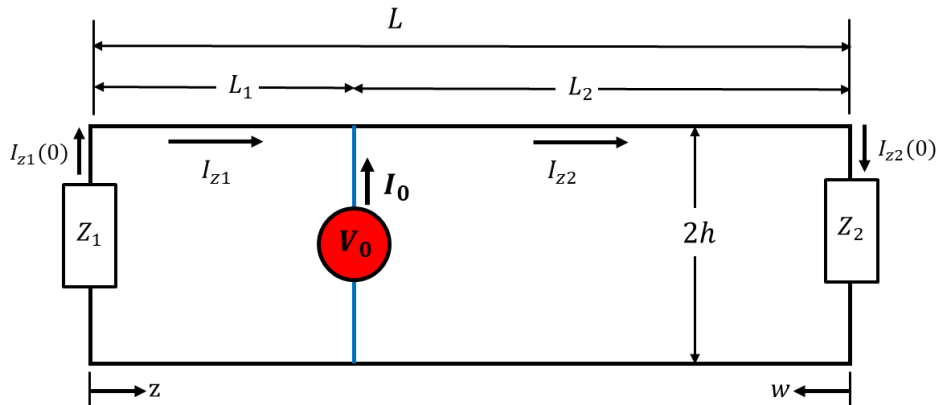


Figure D. 1 : Schéma d'une antenne IFA représentée par une ligne bifilaire terminée par les impédance Z_1 et Z_2 .

Les expressions analytiques des courants I_1 et I_2 peuvent être obtenues à partir de la théorie classique des lignes de transmission [26]. Elles sont,

$$I_{z1}(z) = -I_0 \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) \sinh(\gamma z + \theta_1)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } 0 \leq z \leq L_1 \quad (\text{D. 1 (a)})$$

$$I_{z2}(w) = I_0 \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) \sinh(\gamma w + \theta_2)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } 0 \leq w \leq L_2 \quad (\text{D. 1 (b)})$$

Où

$$\theta_1 = \rho_1 + j\varphi_1 = \coth^{-1} \left(\frac{Z_2}{Z_{ch}} \right) \quad (\text{D. 2 (a)})$$

$$z = \rho_1 + j\varphi_2 = \coth^{-1}\left(\frac{Z_2}{Z_{ch}}\right) \quad (\text{D.2 (b)})$$

θ_1 et θ_2 sont définies comme les fonctions de terminaison [26]. Z_{ch} est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission bifilaire (voir **Annexe A**). Dans les équations des courants, $z=L_1$ et $w=L_2$ représentent les positions le long de la ligne, des impédances de charge Z_1 et Z_2 respectivement. Aussi, $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constance de propagation complexe où α est la constante d'atténuation et β le nombre d'onde guidée.

Les courants qui y circulent sont donnés par,

$$I_{z1}(0) = -I_0 \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) \sinh(\theta_1)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \quad (\text{D.3 (a)})$$

$$I_{z2}(0) = I_0 \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) \sinh(\theta_2)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \quad (\text{D.3 (b)})$$

Dans cette étude, on suppose que les courants $I_{z1}(0)$, I_0 et $I_{z2}(0)$ sont de valeur constante à travers les conducteurs de longueur $2h$. Ceci est une conséquence du fait que l'hypothèse implicite faite dans l'analyse des lignes de transmission est que $\beta^2 h^2 \ll 1$.

2 Le vecteur potentiel dans la zone de « champ lointain » du circuit rayonnant

La **Figure D. 2** illustre l'orientation de l'antenne par rapport aux système de coordonnées utilisées pour calculer les vecteurs de rayonnement du circuit. Soit z' la variable source, et supposons que l'origine de l'axe de z' est au point du générateur. Il est souhaitable de maintenir cette convention d'écriture dans cette étude. Ceci est accompli en substituant z par z' . Alors $w = L_2 - z'$. Avec ce changement, (D. 1 (a)) et (D. 1 (b)) deviennent,

$$I_{z1}(z') = I_0 \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) \sinh(\gamma(z' + L_1) + \theta_1)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } -L_1 \leq z' \leq 0 \quad (\text{D.4 (a)})$$

$$I_{z2}(z') = I_0 \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) \sinh(\gamma(L_2 - z') + \theta_2)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} \text{ pour } 0 \leq z' \leq L_2 \quad (\text{D.4 (b)})$$

Ce qui donne,

$$I_z(z') = I_{z1}(0) \frac{\sinh(\gamma(z' + L_1) + \theta_1)}{\sinh(\theta_1)} \text{ pour } -L_1 \leq z' \leq 0 \quad (\text{D.5 (a)})$$

$$I_z(z') = I_{z1}(0) \frac{\sinh(\gamma(L_2 - z') + \theta_2)}{\sinh(\theta_2)} \text{ pour } 0 \leq z' \leq L_2 \quad (\text{D.5 (b)})$$

Une inspection de la **Figure D. 2** figure 2 révèle que les différentes distances des éléments courants à un point $P(R, \theta, \Phi)$ dans la zone éloignée de l'élément rayonnant sont,

- $L_1 = R + L_1 \cos\theta$
- $R_{L_2} = R - L_2 \cos\theta$
- $R_z = R - z \cos\theta$
- $R_{z1} = R_z + h \sin\theta \cos\Phi$
- $R_{z2} = R_z - h \sin\theta \cos\Phi$

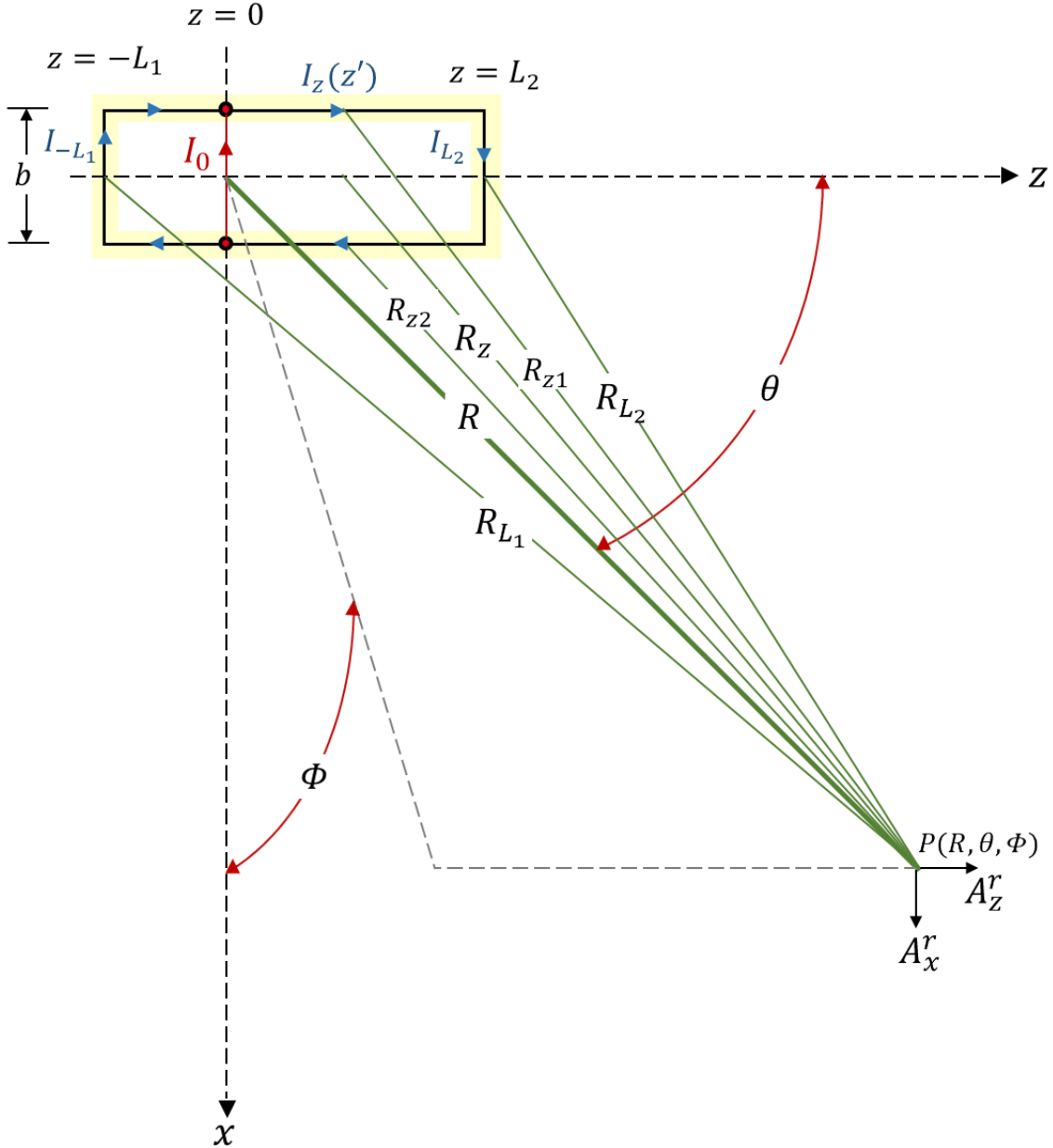


Figure D. 2 : Schéma du système de coordonnées utilisées pour calculer la résistance de rayonnement de l'antenne F inversée.

Les composantes du vecteur potentiel A_x^r et A_z^r au point P sont donnés par,

$$A_x^r = -\frac{h}{2\pi\nu_0} \left\{ I_0 \frac{e^{\gamma R}}{R} + I_{-L_1} \frac{e^{\gamma R_{L_1}}}{R_{L_1}} - I_{L_2} \frac{e^{\gamma R_{L_2}}}{R_{L_2}} \right\} \quad (\text{D. 6 (a)})$$

$$A_y^r = 0 \quad (\text{D. 6 (b)})$$

$$A_z^r = \frac{1}{4\pi\nu_0} \int_{-L_1}^{L_2} I(z) \left\{ \frac{e^{\gamma R_{z1}}}{R_{z1}} - \frac{e^{\gamma R_{z2}}}{R_{z2}} \right\} dz \quad (\text{D. 6 (c)})$$

Où $\nu_0 = 1/\mu_0$, $\mu_0 = 1/4\pi \times 10^7$ [H/m]. Les expressions finales des composants du vecteur potentiel sont données par,

$$A_x^r = -I_0 \frac{h}{2\pi\nu_0} \frac{e^{-j\gamma R}}{R} \left\{ 1 - \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) \sinh(\gamma(z' + L_1) + \theta_1)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} e^{-\gamma L_1 \cos\theta} \right. \\ \left. - \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) \sinh(\gamma(L_2 - z') + \theta_2)}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} e^{-\gamma L_2 \cos\theta} \right\} \quad (\text{D. 7 (a)})$$

$$A_z^r = I_0 \frac{h}{2\pi\nu_0} \frac{e^{-j\gamma R} \cos\Phi}{R \sin\theta} \left\{ \cos\theta \right. \\ \left. + \frac{\cosh(\gamma L_2 + \theta_2) e^{-\gamma L_1 \cos\theta}}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} [\cosh(\theta_1) - \cos\theta \sinh(\theta_1)] \right. \\ \left. - \frac{\cosh(\gamma L_1 + \theta_1) e^{-\gamma L_2 \cos\theta}}{\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)} [\cosh(\theta_2) + \cos\theta \sinh(\theta_2)] \right\} \quad (\text{D. 7 (b)})$$

Ces composantes doivent être utilisées pour évaluer la résistance de rayonnement de l'antenne F inversée.

A noter que la factorisation du terme h impose une hauteur constante pour le reste du calcul (c. à. d. que la hauteur de la sonde d'excitation doit être la même que celle du court-circuit). Cependant, pour pouvoir étudier un cas où la hauteur du court-circuit est différente, le calcul se fait en dissociant les termes du vecteur potentiel.

3 Résistance de rayonnement de l'antenne F inversée

Le vecteur de Poynting S est donné par l'expression suivante,

$$S = \frac{\omega^2}{2Z_{vide}} \{A_\theta^r A_\theta^{r*} + A_\Phi^r A_\Phi^{r*}\} \quad (\text{D. 8})$$

Ici, $\omega = 2\pi f$ et Z_{air} est l'impédance du vide ($Z_{vide} = 120\pi$). A_θ^r et A_Φ^r sont les composants sphériques du vecteur potentiel au point P (R, θ, Φ). Les relations entre les composantes sphériques et cartésiennes du vecteur potentiel sont données par,

$$A_\theta^r = A_x^r \cos\theta \cos\Phi - A_z^r \sin\theta \quad (\text{D. 9 (a)})$$

$$A_\Phi^r = -A_x^r \sin\Phi \quad (\text{D. 9 (b)})$$

Ce qui implique,

$$A_{\theta}^r A_{\theta}^{r*} = A_x^r A_x^{r*} \cos^2 \theta \cos^2 \Phi + A_z^r A_z^{r*} \sin^2 \theta - (A_z^r A_x^{r*} + A_x^r A_z^{r*}) \sin \theta \cos \theta \cos \Phi \quad (\text{D. 10 (a)})$$

$$A_{\phi}^r A_{\phi}^{r*} = A_x^r A_x^{r*} \sin^2 \Phi \quad (\text{D. 10 (b)})$$

La résistance de rayonnement du circuit d'antenne alimentée par le courant I_0 est,

$$R_{ray} = \frac{2R^2}{I_0^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} S \sin \theta \, d\theta d\Phi \quad (\text{D. 11})$$

Le résultat de l'intégrale donne la formule généralisée de la résistance de rayonnement,

$$R_{ray} = \frac{60(\beta h)^2}{|\sinh(\gamma L + \theta_1 + \theta_2)|^2} [K + K'_1 + K'_2 + A'_1 + A'_2 + B'] \quad (\text{D. 12})$$

Où,

$$K = \sinh^2(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos^2(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) + \cosh^2(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin^2(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2)$$

$$K'_{1,2} = \frac{1}{2\alpha L_{1,2}} \sinh(2\alpha L_{1,2}) [C_{1,3}^2 + C_{2,4}^2 + D_{1,3}^2 + D_{2,4}^2]$$

$$\begin{aligned} A'_{1,2} = & \frac{\alpha + j\beta}{(\alpha^2 + \beta^2)L_{1,2}} \sinh((\alpha - j\beta)L_{1,2}) \cdot [\sinh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (C_{1,3} + j C_{2,4}) \\ & + \cosh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (-C_{2,4} + j C_{1,3})] \\ & + \frac{\alpha - j\beta}{(\alpha^2 + \beta^2)L_{1,2}} \sinh((\alpha + j\beta)L_{1,2}) \\ & \cdot [\sinh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \cos(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (C_{1,3} - j C_{2,4}) \\ & + \cosh(\alpha L + \rho_1 + \rho_2) \sin(\beta L + \varphi_1 + \varphi_2) (-C_{2,4} - j C_{1,3})] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B' = & (J_1 - jJ_2) \left[\frac{\alpha(L_2 - L_1) - j\beta(L_2 + L_1)}{(\alpha(L_2 - L_1))^2 + (\beta(L_2 + L_1))^2} \right] \cdot \sinh(\alpha(L_2 - L_1) + j\beta(L_2 + L_1)) \\ & + (J_1 + jJ_2) \left[\frac{\alpha(L_2 - L_1) + j\beta(L_2 + L_1)}{(\alpha(L_2 - L_1))^2 + (\beta(L_2 + L_1))^2} \right] \cdot \sinh(\alpha(L_2 - L_1) - j\beta(L_2 + L_1)) \end{aligned}$$

$$J_1 = C_1 C_3 + C_2 C_4 - D_1 D_3 - D_2 D_4$$

$$J_2 = C_1 C_4 - C_2 C_3 + D_1 D_4 - D_2 D_3$$

$$\begin{aligned} C_{1,3} = & -\frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2}) \\ & + \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{2,4} = & -j\frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2}) \\ & - \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \sinh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})] \end{aligned}$$

$$D_{1,3} = \frac{1}{2} [\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2})$$

$$+ \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

$$D_{2,4} = -j\frac{1}{2}[\cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} + j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} + j\varphi_{1,2}) \\ - \cosh(\alpha L_{2,1} + \rho_{2,1} - j(\beta L_{2,1} + \varphi_{2,1})) \cdot \cosh(\rho_{1,2} - j\varphi_{1,2})]$$

L'équation **(D. 12)** est la formule finale de la résistance de rayonnement d'une antenne IFA calculée en tenant compte des pertes ohmiques dans les lignes de transmission, et de la partie résistive des impédances de terminaisons Z_1 et Z_2 .

Références Annexe D

- [25] R. W. P. King C. W. Harrison D. W. Denton "Transmission line missile antennas" IRE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-8 no. 1 pp. 88-90 Jan. 1960.
- [26] R. W. P. King « Transmission-Line Theory » New York, McGraw-Hill, 1955.

Liste des travaux

Communications dans des congrès internationaux

- **R. Berro**, S. Bories and C. Delaveaud, "Generalization of King IFA Model for Lossy Loaded Antenna Miniaturization," 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 2019, pp. 1-5.
- **R. Berro**, S. Bories and C. Delaveaud, "Transmission Line Model for Lossy Inverted F Antenna Miniaturization," 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Granada, Spain, 2019, pp. 0797-0802.
- **R. Berro**, S. Bories and C. Delaveaud, "Radiative Loss In Small Inverted-F Antenna Transmission Line Model," 2020 European conference on Antenna and Propagation Proceedings (EuCAP), Copenhagen, Denmark, 2020.
- **R. Berro**, S. Bories and C. Delaveaud, "Analysis of the Effects of Conductivity on Small Antenna Characteristics," 2020 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Bucharest, Romania, 2020, pp. 1-4.
- **R. Berro**, S. Bories and C. Delaveaud, "Transmission Line Model of a Loaded Inverted F Antenna," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020, pp. 1835-1836.

Communications dans des congrès nationaux

- **R. Berro**, S. Bories, C. Delaveaud, "Modèle à pertes pour l'étude d'antenne IFA miniaturisée", Journée Nationale Microondes (JNM), 2019, Caen (France).

Communications dans des revues internationales

- **Rana BERRO**, Serge Bories and Christophe Delaveaud, « Generalized Transmission Line Model for Inverted-F Antenna », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **en cours**.

Prix

- Prix IWAT 2020 : En février 2020, un prix a été remis par le professeur américain Raj MITTRA lors de la conférence IWAT 2020 à Bucarest. Ce prix spécial a été attribué pour le poster présentant une partie des travaux de la deuxième année de thèse qui concerne l'analyse des pertes et de l'effet de la conductivité sur les performances de l'antenne miniature.

The certificate is framed with decorative scrollwork. At the top left is a circular logo with 'A', 'P', and 'S'. In the center is the 'iWAT 2020' logo with 'Bucharest' above it and 'February, 25th - 28th, 2020' below it. At the top right is the 'IEEE RFID' logo with 'IEEE Romania Section, AP-SICRFID Jt. Chapter' below it. The main text reads: 'The International Workshop on Antenna Technology Awards', 'Rana BERRO' (in red), 'with the special prize "Prof. Raj Mittra" for the poster presentation entitled', 'Analysis of the Effects of Conductivity on Small Antenna Characteristics' (in red), and 'at the Sixteenth iWAT Student Paper Competition held on February 25th-28th, 2020 in Bucharest, ROMANIA'. At the bottom, there are logos for 'UNIVERSITATEA MARITIMA KONSTANTIN' (Constantin Brancoveanu Maritime University), 'POLITEHNICA' (Technical University of Cluj-Napoca), 'UNIVERSITATEA TEHNICA DIN CLUJ-NAPOCA', 'up' (University of Pitești), and 'Universitatea Politehnica Timișoara'. On the right, there are signatures and names: 'Raj Mittra, ISC Chair' and 'Răzvan D. Tamaș, General Chair'.

Résumé

Aujourd'hui, les besoins des futurs nœuds communicants pour l'Internet des Objets très basse consommation exigent un effort de miniaturisation de l'antenne. En fonctionnant sur des bandes de fréquences inférieures à 1 GHz pour une meilleure propagation, la longueur d'onde devient largement supérieure à la taille du capteur. Cependant, la théorie sur la miniaturisation des antennes prédit que l'efficacité de rayonnement d'une antenne miniaturisée peut être conservée si sa bande passante est également réduite. De ce fait, la technique d'agilité fréquentielle est une des stratégies de conception qui permet de maintenir les performances de l'antenne miniaturisée sur une sous bande qui peut être pilotée sur une excursion en fréquence plus large. Cette technique est évaluée dans ce travail pour une antenne F inversée afin de repousser les limites liées à la miniaturisation des antennes.

Le premier objectif de cette thèse est de développer un modèle analytique prédisant l'impédance et l'efficacité de rayonnement de l'antenne IFA sans avoir recours à des simulateurs électromagnétiques. Ce modèle vise à mieux comprendre et interpréter les phénomènes de pertes dans les antennes miniatures tout en constituant un outil d'aide à la conception optimisée d'antenne miniature. La deuxième partie vise à tester le modèle pour évaluer son adéquation avec les limitations physiques apportées par l'introduction de techniques de miniaturisation. L'optimisation du chargement de l'antenne est étudiée avec le modèle développé. Les dimensions électriques de l'antenne chargée se réduisent à $\lambda/9 \times \lambda/22$ à 863 MHz. Des prototypes d'antenne imprimée miniature sont réalisés pour vérifier expérimentalement les résultats du modèle et des simulations. Une troisième partie aborde la capacité de reconfiguration en fréquence avec l'étude et la mise au point d'une antenne compacte active couvrant la bande 868 MHz puis LTE 800. L'antenne est adaptée à -10 dB sur toute la bande avec une bande instantanée relative de 0.25 % et une efficacité totale maximale de 52 %. Différents critères de performance sont discutés au regard de la miniaturisation et de l'agilité fréquentielle de l'antenne.

Mots clés : Antenne IFA, ligne de transmission, miniaturisation, efficacité, facteur de qualité, agilité.

Abstract

Today, the development of very low consumption IoT sensors with long range features (telemetry, logistic application) requires very compact form factor and covers low frequency bands (ex. LTE 800 for NB IoT). However, reducing the size of the antenna leads to fundamental physical limits (drop in efficiency and bandwidth). For such antenna miniaturization challenge, frequency agile antennas present an innovative design strategy that makes it possible to maintain the performance of the small antenna on a sub-band, which can be tuned on a larger frequency excursion. This technique is studied in this thesis for an inverted F antenna in order to find the best compromise between the small antenna size, its bandwidth and its efficiency.

In this thesis, an analytical model is first developed to predict the impedance and the radiation efficiency of the IFA antenna without resorting to electromagnetic simulators. This model aims to better understand and interpret the loss phenomena in miniature antennas while constituting a tool to aid in the optimized design of miniature antenna. The second part aims to test the model to assess its adequacy with the physical limitations brought by the introduction of miniaturization techniques. Antenna loading optimization is studied with the developed model. The electrical dimensions of the loaded small antenna are reduced to $\lambda/9 \times \lambda/22$ at 863 MHz. Miniature printed antenna prototypes are made to experimentally verify model validity domain and the fullwave simulated results. Finally, the frequency reconfiguration capability with the study and development of an active compact antenna covering the 868 MHz and LTE 800 bands are addressed. The antenna is matched at -10 dB across the entire band with a relative instantaneous band of 0.25 % and a maximum total efficiency of 52 %. Different performance criteria are discussed with regard to the miniaturization and frequency agility of the antenna.

Keywords : IFA Antenna, transmission line, miniaturization, efficiency, quality factor, agility.