



HAL
open science

Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmissions RF miniatures et faible pertes

Essia Ben Abdallah

► To cite this version:

Essia Ben Abdallah. Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmissions RF miniatures et faible pertes. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Grenoble Alpes, 2016. Français. NNT : 2016GREAT104 . tel-01582523

HAL Id: tel-01582523

<https://theses.hal.science/tel-01582523v1>

Submitted on 6 Sep 2017

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Essia BEN ABDALLAH

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

préparée au sein du **Laboratoire LAPCI du CEA-LETI**
dans **l'École Doctorale EEATS**

Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmission RF miniatures et faible pertes

Thèse soutenue publiquement le **12 Décembre 2016**,
devant le jury composé de :

M. Ala SHARAIHA

Professeur à l'université de Rennes, Président

M. Christian PERSON

Professeur à l'Institut Télécom de Bretagne, Rapporteur

M. Xavier BEGAUD

Professeur à Télécom Paris Tech, Rapporteur

M. Thierry LE NADAN

Ingénieur de recherche à Radiall, Invité

M. Christophe DELAVEAUD

Ingénieur HDR au CEA Grenoble, Directeur de thèse

M. Serge BORIES

Ingénieur de recherche au CEA Grenoble, Examineur

M. Alexandre GIRY

Ingénieur de recherche au CEA Grenoble, Examineur



*À la mémoire de mes deux sœurs
Ibtissem & Sana*

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse M. Christophe DELAVEAUD d'avoir accepté de diriger mes recherches. Sa participation active et l'intérêt particulier qu'il a porté envers mon projet de thèse ont été primordiaux durant cette étude.

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 M. Alexandre GIRY, ingénieur de recherche au sein du laboratoire de conception circuits intégrés RF du CEA-LETI, qui a également encadré mes travaux pendant ces trois années de thèse. Il a su me donner de précieux conseils sur la conception des circuits RF.

Cette thèse a été réalisée au CEA-LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) au sein de l'équipe DSYS/STSF/LAPCI (Laboratoire Antennes, Propagation et Couplage Inductif). Je remercie les anciens chefs messieurs Roland BLANPAIN, chef du département DSYS (Département Systèmes) et Dominique NOGUET, 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. Je remercie également les nouveaux chefs messieurs Sébastien DAUVE et Fabien CLERMIDY.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, les professeurs M. Christian PERSON et M. Xavier BEGAUD m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Je remercie également 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. Je remercie également le docteur M. Thierry LE NADAN pour avoir accepté de siéger en qualité d'examineur.

Je remercie toute l'équipe du LAPCI pour l'ambiance sympathique. J'exprime toute ma gratitude à mes proches que ce soit ma famille ou mes amis pour le soutien permanent et leur patience pendant ces trois années.

Grenoble, le 13 Janvier 2017

Table des Matières

Remerciements.....	1
Table des Matières	2
Liste des Figures	7
Liste des Tableaux	15
Liste des Acronymes.....	16
Introduction Générale	18
Chapitre I: Contexte et Enjeux.....	21
Introduction.....	21
1. Evolution des standards de télécommunications cellulaires	22
1.1. Première génération	22
1.2. Deuxième génération	22
1.3. Troisième génération	23
1.4. Quatrième génération	24
1.5. Cinquième génération.....	29
1.6. Conclusion.....	29
2. Problématique	30
2.1. Contrainte architecturale.....	30
2.2. Les antennes miniatures.....	32
2.2.1. Définition des antennes miniatures	32
2.2.2. Limitation physique des antennes miniatures	32
2.2.3. Techniques de miniaturisation	34
2.2.4. Récapitulatif des techniques de miniaturisation	37
2.3. Approche retenue: la co-conception	38
3. Etat de l'art sur la co-conception	40
3.1. La co-conception antenne/circuits passifs	40
3.1.1. La co-conception antenne/filtre	40
3.1.2. Antenne/circuit d'adaptation.....	43
3.2. La co-conception antenne/circuits actifs	44

3.2.1. La co-conception antenne/amplificateur de puissance	44
3.2.2. La co-conception antenne/composants agiles	48
4. Démarche et organisation du mémoire de thèse	52
Conclusion	55
Références du chapitre I	56
Chapitre II: Etude de l'Amplificateur de Puissance pour la Co-conception.....	62
Introduction.....	62
1. Spécification d'un amplificateur de puissance	63
1.1. Paramètres d'un amplificateur de puissance	63
1.1.1. Puissance.....	63
1.1.2. Gain.....	64
1.1.3. Rendement	64
1.2. Linéarité.....	64
1.2.1. Caractérisation mono porteuse (CW).....	64
1.2.2. Caractérisation avec un signal à deux tons (intermodulation)	66
1.2.3. Caractérisation avec un signal modulé	67
2. Caractérisation de l'amplificateur de puissance utilisé.....	68
2.1. Régime petit signal	69
2.2. Régime grand signal	70
2.2.1. Méthode « load pull »	70
2.3. Conclusion	74
3. Résultats de simulation	75
3.1. Description du réseau d'adaptation	75
3.2. Comparaison des résultats	76
4. Solution proposée.....	79
4.1. Spécifications de l'antenne co-conçue	79
4.1.1. Première configuration.....	81
4.1.2. Deuxième configuration.....	83
4.1.3. Troisième configuration.....	85
4.1.4. Discussion	87
5. Cahier des charges de l'antenne.....	90
Conclusion	91
Références du chapitre II	92

Chapitre III: Co-conception Antenne et Amplificateur de Puissance.....	93
Introduction.....	93
1. Antenne micro-ruban	94
1.1. Antenne micro-ruban classique	94
1.1.1. Présentation.....	94
1.1.2. Impédance d'entrée	95
1.1.3. Rayonnement	96
1.2. Antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique	97
1.2.1. Contrôle d'impédance à la fréquence fondamentale f_0	97
1.2.2. Contrôle d'impédance à la deuxième harmonique $2f_0$	101
1.2.3. Performances de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmoniques....	110
2. Co-conception antenne et amplificateur de puissance	113
2.1. Processus de simulation.....	113
2.2. Co-simulation antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique et PA	113
2.2.1. Rendement (signal CW).....	114
2.2.2. Linéarité (signal 2 tons)	115
2.2.3. Conclusion	117
3. Antenne fil-plaque monopolaire filtrante.....	117
3.1. Règles de conception d'une antenne fil-plaque	118
3.2. Description de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante	118
3.3. Performances de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante	122
Conclusion	125
Références du chapitre III.....	127
Chapitre IV: Co-conception Antenne et Composants Agiles	128
Introduction.....	128
1. Antenne fente	129
1.1. Présentation	129
1.2. Caractéristiques de l'antenne fente sélectionnée	130
1.3. Modélisation par lignes de transmission	132
1.3.1. Variation de l'épaisseur du substrat « e »	133
1.3.2. Variation de la permittivité diélectrique du substrat.....	134
1.3.3. Variation de la position de l'excitation.....	135
1.3.4. Variation de la longueur de la fente « L_n »	136

1.3.5. Variation de la largeur de la fente « W_n »	137
1.4. Effet de la position de la fente	139
2. Co-conception antenne fente/composant agile	141
2.1. Les Composants agiles	142
2.1.1. Capacité variables en technologies SOI.....	142
2.2. Antenne fente intégrant le DTC.....	146
2.2.1. Description de l'antenne fente intégrant la capacité (DTC)	146
2.2.2. Position de la charge capacitive	148
2.2.3. Ajout de la charge capacitive	149
2.2.4. Conclusion	154
3. Comparaison antenne passive et antenne active	155
4. Antenne double bande.....	159
4.1. Description de l'antenne double bande	159
4.2. Antenne double bande reconfigurable	161
Conclusion	164
Références du chapitre IV.....	166
Chapitre V: Réalisation et Expérimentation du prototype.....	167
Introduction.....	167
1. Capacité Variable (DTC)	168
1.1. Capacité RENTON	168
1.2. Capacité TCPE	169
2. Prototype de l'antenne fente non chargée	171
3. Prototype de l'antenne fente chargée	174
3.1. Prototype avec RENTON	174
3.1.1. Impédance d'entrée	175
3.1.2. Facteur de qualité	177
3.1.3. Rayonnement	177
3.1.4. Réduction de taille obtenue.....	181
3.1.5. Conclusion	181
3.2. Prototype avec TCPE.....	182
3.2.1. Impédance d'entrée	183
3.2.2. Facteur de qualité	184
3.2.3. Rayonnement	185

3.2.4. Comparaison des performances entre TCPE et RENTON	188
3.2.5. Champ proche	188
4. Etude système de l'antenne fente chargée	192
4.1. Etude de la linéarité	192
4.1.1. Banc de mesure d'ACLR	193
4.1.2. Résultats de mesure d'ACLR.....	194
4.2. Etude du temps de commutation	196
4.2.1. Banc de mesure du temps de commutation.....	196
4.2.2. Résultats de mesure du temps de commutation	198
Conclusion	199
Références du chapitre V	201
Conclusion Générale.....	202
Annexe A: Processus de simulation.....	207
Introduction.....	207
1. Simulation électromagnétique 3D.....	207
2. Co-simulation.....	208
2.1. CST MWS/ CST Design Studio	208
2.2. Ansys: HFSS/Designer	209
2.3. ADS/EmPro	209
3. Résultats	212
Références de l'annexe A	214
Annexe B: Datasheet capacité PE64906.....	215
Annexe C: Métrologie RF.....	218
Introduction.....	218
1. Description de la méthode de mesure	218
2. Évaluation des incertitudes	220
3. Application.....	223
Conclusion	224
Références de l'annexe C	224
Liste des Travaux.....	225
Résumé.....	227
Abstract.....	228

Liste des Figures

Figure I. 1: Evolution des terminaux mobiles de communication.	22
Figure I. 2: Schéma d'un RFFE à une seule bande.	23
Figure I. 3: Schéma d'un RFFE 3G [5].	24
Figure I. 4: Illustration du spectre.	25
Figure I. 5: Attribution du spectre 4G aux quatre opérateurs en France (ARCEP 2014).	27
Figure I. 6: Schéma d'un Frontal RF 2G/3G/4G [11].	27
Figure I. 7: Schéma d'un Frontal RF 2G/3G/4G [12].	28
Figure I. 8: Carte électronique de l'iPhone 6 : vue de dessus (a) vue de dessous (b) [14].	29
Figure I. 9: Évolution chronologique des standards de communications (information de puissance au niveau terminal).	30
Figure I. 10: La complexité au niveau de chaque standard (source Intel).	30
Figure I. 11: Tendence des épaisseurs des téléphones en fonction du temps.	31
Figure I. 12: Sphère minimale englobant l'antenne : sphère de Chu.	32
Figure I. 13: Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (k_a) pour différentes efficacités de rayonnement.	33
Figure I. 14: Antenne proposée: vue de face (a) coefficient de réflexion associé (b) [23].	34
Figure I. 15: Prototype de l'antenne repliée pour adresser: la bande 1575 MHz (a) la bande 896 MHz (b) [26].	35
Figure I. 16: Cartographie du champ E dans la cavité: d'une antenne microruban (a) d'une antenne PIFA avec court-circuit (b).	35
Figure I. 17: Structure d'une antenne fente avec la capacité [31].	36
Figure I. 18: Architecture d'un RFFE reconfigurable [38].	38
Figure I. 19: Architecture simplifiée d'une chaîne d'émission RF.	39
Figure I. 20: La nouvelle approche de la conception conjointe.	39
Figure I. 21: Structure du monopôle (a) VSWR de l'antenne proposée (b) [47].	41
Figure I. 22: Structure d'antenne insérant un filtre coupe bande au niveau du circuit d'alimentation.	41
Figure I. 23: Prototype de l'antenne proposée (a) coefficient de réflexion associé (b) [54]. .	41
Figure I. 24: Structure de l'antenne filtrante réalisée par l'approche co-conception (a) coefficient de réflexion associé (b) [55].	42
Figure I. 25: Architecture de l'antenne filtrante (a) gain réalisé simulé et mesuré associé (b) [56].	42
Figure I. 26: Prototype de l'antenne Bowtie à double polarisation (a) coefficient de réflexion associé (b) [57].	43
Figure I. 27: Schéma de la co-conception PA/dipôle 20 Ω (a) comparaison des résultats en grand signal de la co-simulation PA/antenne dipôle à une impédance d'adaptation de 50 Ω et 20 Ω (b) [63].	44
Figure I. 28: La solution intégrée : vue latérale (a) vue de dessus (b) [64].	45

Figure I. 29: Prototype du système intégré (a) PAE de deux systèmes conçus (avec et sans contrôle d'harmoniques (b) impédance d'entrée de l'antenne avec suppression d'harmoniques (c) [65].	46
Figure I. 30: Prototype de la puce LNA/antenne (a) les performances du système LNA/antenne (b) [67].	46
Figure I. 31: Photos de deux antennes réalisées (a) comparaison entre les performances de l'approche 50 Ω et l'approche de la co-conception (b) [69].	47
Figure I. 32: Antenne PIFA proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne pour différents états de diode, simulation et mesure (b) [73].	49
Figure I. 33: Prototype de l'antenne PIFA (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [75].	49
Figure I. 34: Structure de l'antenne proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [76].	50
Figure I. 35: Schéma de l'antenne proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [78].	50
Figure I. 36: Structure de l'antenne proposée avec le DTC [81].	51
Figure I. 37: Organisation du travail.	54
Figure II. 1 : Bilan de puissance d'un PA.	63
Figure II. 2 : Représentation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur de puissance.	65
Figure II. 3 : Distorsion par l'apparition des fréquences harmoniques.	65
Figure II. 4 : Représentation simplifiée d'un phénomène non linéaire pour un signal deux tons.	66
Figure II. 5 : Représentation graphique du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3).	67
Figure II. 6 : Illustration des conditions de caractérisation de l'ACPR.	67
Figure II. 7 : Mesure du Vecteur d'erreur.	68
Figure II. 8 : Dégradation du NPR à travers un amplificateur de puissance.	68
Figure II. 9 : Configuration d'un amplificateur [3].	69
Figure II. 10 : Méthode de calcul des impédances de charge optimales.	71
Figure II. 11 : PAE, IMD3 low et IMD3 high en fonction de $\Gamma_L(f_0)$.	71
Figure II. 12 : PAE, IMD3 low et IMD3 en fonction de $\Gamma_L(2f_0)$.	72
Figure II. 13 : PAE, IMD3 low et IMD3 en fonction de $\Gamma_L(3f_0)$.	72
Figure II. 14 : Variation de la puissance de sortie du PA en fonction de : $\Gamma_L(f_0)$ (a) $\Gamma_L(2f_0)$ (b) et $\Gamma_L(3f_0)$ (c).	74
Figure II. 15: Schéma simplifié du PA.	75
Figure II. 16: Schéma simplifié du réseau d'adaptation.	75
Figure II. 17: Les pertes d'insertion introduites par le réseau d'adaptation.	76
Figure II. 18: Les impédances à l'entrée du MN.	76
Figure II. 19: Simulation de la puissance de sortie (P_{out}) en fonction de la puissance d'entrée à 900 MHz pour le PA avec et sans circuit d'adaptation.	77
Figure II. 20: Simulation du PAE en fonction de la puissance d'entrée à 900 MHz pour le PA avec et sans circuit d'adaptation.	77

Figure II. 21: Simulation de la puissance de sortie (P_{out}) en fonction de la puissance de sortie à 900 MHz pour le PA: avant (a) et après le circuit d'adaptation (b).	78
Figure II. 22: Comparaison entre IMD3 de la solution avec circuit d'adaptation et sans circuit d'adaptation en fonction de la puissance de sortie du PA : IMD3 low (a) et IMD3 high (b). .	79
Figure II. 23: La nouvelle approche de la conception conjointe.	79
Figure II. 24: Schéma du circuit résonant RLC parallèle.	80
Figure II. 25: Les trois configurations d'impédance de test (courbe verte $f_r=f_0$, courbe rouge $f_r<f_0$ et courbe bleue $f_r>f_0$).	81
Figure II. 26: Configuration de l'impédance du résonateur.	81
Figure II. 27: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en première configuration.	82
Figure II. 28: Performances du PA simulés pour la première configuration : Q=10 (a) Q=50 (b) et Q=100 (c).	83
Figure II. 29: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en deuxième configuration.	84
Figure II. 30: Performances du PA simulés pour la deuxième configuration : Q = 10 (a) Q = 50 (b) et Q = 100 (c).	85
Figure II. 31: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en troisième configuration.	85
Figure II. 32: Performances du PA simulés pour la troisième configuration : Q = 10 (a) Q = 50 (b) et Q = 100 (c).	86
Figure II. 33: Comparaison des performances du PA entre les trois configurations.	87
Figure II. 34: IMD3 high simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).	88
Figure II. 35: IMD3 low simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).	89
Figure II. 36: PAE simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).	90
Figure II. 37: Spécification de l'antenne co-conçue.	91
Figure III. 1 : Structure de l'antenne micro-ruban.	94
Figure III. 2 : Impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban classique.	95
Figure III. 3 : Coefficient de réflexion de l'antenne micro-ruban classique.	96
Figure III. 4 : Gain réalisé à 900 MHz obtenu par simulation E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).	96
Figure III. 5 : Efficacité rayonnée et totale de l'antenne micro-ruban classique.	97
Figure III. 6 : Influence de la hauteur de l'antenne micro-ruban: sur le facteur de qualité (a) et l'efficacité de rayonnement (b).	98
Figure III. 7 : Évolution de la résistance d'entrée de l'antenne micro-ruban en fonction de la position normalisée du point d'alimentation variant le long de la médiatrice.	98
Figure III. 8 : Impédance d'entrée de l'antenne à f_0	99
Figure III. 9 : Géométrie de l'antenne micro-ruban faible impédance (vue de profil).	99
Figure III. 10 : Impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban faible impédance	100
Figure III. 11 : Coefficient de réflexion de l'antenne normalisé sur l'impédance optimale.	100

Figure III. 12 : Efficacité de l'antenne faible impédance.....	101
Figure III. 13 : Gain réalisé à 900 MHz de l'antenne faible impédance E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).	101
Figure III. 14 : Géométrie de la spurline	102
Figure III. 15 : Trois configurations d'antenne : configuration 1 : sans spurline (a) , configuration 2 avec « spurline » sur le bord non rayonnant (b) et configuration 3 : avec « spurline » sur le bord rayonnant (c).	103
Figure III. 16 : Partie réelle de l'impédance d'antenne micro-ruban pour les trois configurations.....	103
Figure III. 17 : Configuration avec deux « spurlines » symétriques.	104
Figure III. 18 : La gain à 900 MHz obtenu par simulation E_θ (ligne continue) et E_ϕ (ligne discontinue): plan E (a) et plan H (b).	104
Figure III. 19 : Distribution du champ électrique E sur les deux structures d'antenne : avec un seul « spurline » (a) et avec deux « spurlines » (b).	105
Figure III. 20 : Modèle TLM de l'antenne micro-ruban intégrant les « spurlines ».	106
Figure III. 21 : Illustration de la position de la « spurline ».	106
Figure III. 22 : Influence de la position de la « spurline » sur: l'impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique (a).et sur la fréquence de résonance du mode fondamental (b).	107
Figure III. 23 : Influence de la longueur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la deuxième harmonique.....	108
Figure III. 24 : Influence de la longueur de la « spurline » sur: l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la fréquence fondamentale (a) et fréquence de résonance en fonction de la longueur de la « spurline » en simulation et modélisation (b). .	108
Figure III. 25 : Influence de la largeur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la deuxième harmonique.....	109
Figure III. 26 : Influence de la largeur de la « spurline » sur: l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la fréquence fondamentale (a) et fréquence de résonance en simulation et modélisation (b).	109
Figure III. 27 : Géométrie de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique, vue de dessus.	110
Figure III. 28 : Réponse de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique autour de la fréquence fondamentale : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion associé (b).	111
Figure III. 29 : Réponse de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique autour de la deuxième harmonique : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion associé (b).....	111
Figure III. 30 : Gain réalisé de l'antenne avec contrôle d'harmonique à 900 MHz E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).	112
Figure III. 31: Efficacité de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique : autour de f_0 (a) et autour de $2f_0$ (b).	112
Figure III. 32 : Mise en œuvre de la co-simulation.	113
Figure III. 33 : Comparaison des résultats de la co-simulation du PA/antenne 50 Ω et PA/antenne co-conçue en fonction de la puissance d'entrée : puissance de sortie (a) et PAE (b).	114
Figure III. 34 : Comparaison des efficacités de deux systèmes.	115

Figure III. 35: Comparaison des résultats de linéarité et PAE de la co-simulation de deux approches en fonction de la puissance de sortie: IMD3 Low (a) et IMD3 High (b).....	116
Figure III. 36 : Schéma simplifié de la co-conception antenne filtrante/PA.	117
Figure III. 37 : Géométrie de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante : vue de dessus (a) et vue de profil (b).....	119
Figure III. 38 : Réponse de l'antenne fil-plaque autour de la fréquence fondamentale: impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion normalisé (b).	120
Figure III. 39 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque autour de: la fréquence fondamentale (a) et la deuxième harmonique (b).....	120
Figure III. 40 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque autour de la deuxième harmonique en fonction de: la longueur de la fente (a) et la largeur de la fente (b).	121
Figure III. 41 : Gain total de l'antenne fil-plaque avec et sans fente à 1.8 GHz obtenu par simulation: plan xOz (a) et plan yOz (b).....	122
Figure III. 42 : Réponse de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante autour de la fréquence fondamentale : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion normalisé (b).	123
Figure III. 43 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante autour de: la fréquence fondamentale (a) et la deuxième harmonique (b).....	123
Figure III. 44 : Gain total de l'antenne filtrante à 900 MHz obtenu par simulation: plan xOy (a) et plan yOz (b).	124
Figure III. 45 : Géométrie du prototype final de l'antenne fil-plaque monopolaire co-conçue: vue de dessous (a) et vue de profil (b).	124
Figure IV. 1 : Antenne fente et dipôle complémentaire.....	129
Figure IV. 2 : Diagramme de rayonnement: équivalence dipôle-fente.....	130
Figure IV. 3 : Structure de l'antenne fente.	131
Figure IV. 4 : Impédance d'entrée de l'antenne.	131
Figure IV. 5 : Gain réalisé obtenu par simulation HFSS dans les plans P1 et P2 respectivement à la fréquence $f_r = 2.8$ GHz. Co-polarisation et Cross-polarisation.	132
Figure IV. 6 : Modèle TLM de l'antenne fente.	133
Figure IV. 7 : Impédance d'entrée de l'antenne fente en simulation et modélisation.	133
Figure IV. 8 : Comparaison entre simulation et modélisation de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes épaisseurs « e ».	134
Figure IV. 9 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation et simulation.....	135
Figure IV. 10 : Positions de l'excitation sur la fente.	135
Figure IV. 11 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes positions d'excitation en modélisation et simulation.	136
Figure IV. 12 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes longueurs de la fente en modélisation et simulation.	137
Figure IV. 13 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes largeur de la fente en modélisation et simulation.	138
Figure IV. 14 : Position de la fente par rapport au haut de plan de masse : position 1 (a) position 2 (b) position 3(c).....	139
Figure IV. 15 : Impédances d'entrée de l'antenne pour différentes positions de la fente. ...	139

Figure IV. 16 : Configuration de l'antenne : version 1 (a) version 2 (b) et version 3 (c).....	140
Figure IV. 17 : Impédances d'entrée de l'antenne pour différentes architecture du circuit imprimé.	141
Figure IV. 18 : Illustration de l'agilité fréquentielle: Antenne avec une bande étroite (a) recouvrement fréquentiel plus important grâce à l'agilité (b).....	141
Figure IV. 19 : Architecture d'une capacité variable de type DTC SOI.....	143
Figure IV. 20 : État du DTC: pour une tension de 3 V (a) pour une tension de -2.5 V (b)..	143
Figure IV. 21 : Exemple simple d'un DTC à 2 bits.	144
Figure IV. 22 : La résistance série du DTC en fonction des états discrets.	145
Figure IV. 23 : Évolution de la résistance série de la génération actuelle du DTC et la nouvelle génération.	146
Figure IV. 24: Structure de l'antenne: couche supérieure (a) couche inférieure (b).	146
Figure IV. 25: Distribution des densités de courant de surface de l'antenne pour deux configurations du câble coaxial : configuration parallèle (a) configuration orthogonale (b) configuration sans câble (c).....	147
Figure IV. 26: Coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux configurations, avec et sans la main sur le câble de mesure.....	148
Figure IV. 27: Position de la charge capacitive sur la fente.	148
Figure IV. 28: Distribution de champ électrique sur l'antenne fente.	148
Figure IV. 29: Impédance d'entrée de l'antenne fente en fonction de la position de la capacité (a) fréquence de résonance en fonction de la position de la capacité (b).....	149
Figure IV. 30: Plan de référence.	149
Figure IV. 31: Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différents états de la capacité (simulation).....	150
Figure IV. 32: Évolution du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de la capacité (simulation).	151
Figure IV. 33: Comparaison de la fréquence de résonance en fonction de l'état de la capacité en simulation et modélisation.....	151
Figure IV. 34: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de : l'état de la capacité (a) la fréquence de résonance (b).	152
Figure IV. 35: Diagrammes de gain de l'antenne pour différents états du DTC (E_{θ} , E_{ϕ} et E_{total}).	153
Figure IV. 36: Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série équivalente du DTC.	154
Figure IV. 37: Structure de l'antenne large bande (a) coefficients de réflexion associés (b).	155
Figure IV. 38: Efficacité rayonnée et totale de l'antenne passive.	156
Figure IV. 39: Efficacité totale de l'antenne fente et l'antenne passive sans perte.	156
Figure IV. 40: Efficacité totale de l'antenne fente et l'antenne passive en fonction de la résistance série du DTC.....	158
Figure IV. 41: Efficacité totale de l'antenne fente avec : DTC actuel (a) nouvelle génération du DTC (b).	159
Figure IV. 42: Géométrie de l'antenne double accès.....	159
Figure IV. 43: Distribution des courants de surface de l'antenne double bandes à 1 GHz. .	160
Figure IV. 44: Réponse de l'antenne avec et sans la fente T de découplage.....	160

Figure IV. 45: Distribution des courants surfaciques à 880 MHz (droite) et 925 MHz (gauche).....	161
Figure IV. 46: Réponse de l'antenne dans les bandes 8, 12 et 14.....	161
Figure IV. 47 : Efficacité totale de l'antenne dans les trois bandes.....	163
Figure IV. 48 : Diagrammes de gain total de l'antenne dans les trois bandes.....	164
Figure V. 1 : Évolution de la capacité en fonction de l'état de RENTON, donnée à la fréquence de 100 MHz.	168
Figure V. 2 : Évolution du facteur de qualité en fonction de l'état de RENTON, donnée aux fréquences 900 MHz, 1.1 GHz et 1.2 GHz.	169
Figure V. 3 : Modèle équivalent de la TCPE.	169
Figure V. 4 : Comparaison entre la réponse du résonateur LC en simulation (rouge) et en mesure (noir).	170
Figure V. 5 : Évolution de la capacité en fonction de l'état de la TCPE, donnée à la fréquence de 100 MHz (donnée constructeur).	170
Figure V. 6 : Évolution du facteur de qualité en fonction de l'état de la TCPE, donnée aux fréquences 698 MHz, 960 MHz, 1710 MHz et 2170 MHz (donnée constructeur).	171
Figure V. 7 : Configuration des nœuds de la TCPE.....	171
Figure V. 8 : Photo du prototype réalisé.	172
Figure V. 9: Impédance d'entrée de l'antenne (partie réelle et imaginaire) en simulation et mesure.	172
Figure V. 10 : Coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et mesure.	173
Figure V. 11 : Gain réalisé dans les plans xOz et yOz respectivement à la fréquence $f_r = 2.3$ GHz. Mesure et Simulation en co-polarisation et cross-polarisation.	174
Figure V. 12 : Photo du prototype réalisé : couche supérieure (a) couche inférieure (b).	174
Figure V. 13 : Banc de commande de RENTON.....	175
Figure V. 14 : Comparaison entre simulations (en pointillé) et mesures (en traits continus) de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différents états de RENTON.	176
Figure V. 15 : Comparaison entre simulations (en pointillé) et mesures (en traits continus) du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de RENTON.	177
Figure V. 16 : Comparaison du facteur de qualité entre simulation et mesure.	177
Figure V. 17 : Diagrammes de gain réalisé pour différents états de la capacité dans les plans: yOz et xOz, Co-polarisation et Cross-polarisation en simulation et mesure.	180
Figure V. 18 : Comparaison entre simulation et mesure des efficacités totale de l'antenne pour différents état de RENTON.	181
Figure V. 19 : Photo du prototype réalisé avec la TCPE : couche supérieure (a) couche inférieure (b).....	182
Figure V. 20 : Banc de pilotage de la TCPE.	182
Figure V. 21 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) de la partie réelle et de la partiel imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différents états de TCPE.	183
Figure V. 22 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de la TCPE.	184

Figure V. 23: Sphère englobant toute l'antenne (a) sphère englobant l'élément rayonnant (b).	184
Figure V. 24: Facteur de qualité et efficacité totale dans : sphère de rayon a_1 (a) et sphère de rayon a_2 (b).	185
Figure V. 25 : Diagrammes de gain réalisé pour différents états de la capacité dans les plans: yOz et xOz , Co-polarisation et Cross-polarisation en simulation et mesure.	187
Figure V. 26 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) des efficacités totales de l'antenne pour différents état de la TCPE.	187
Figure V. 27 : Illustration du banc de mesure du champ proche.	189
Figure V. 28 : Cartographie du champ E_{tot} mesuré à 560 MHz.	190
Figure V. 29 : Cartographie du champ E_{tot} simulé à 560 MHz.	190
Figure V. 30 : Le champ E_{tot} mesuré et simulé à deux positions dans la fente à 560 MHz.	191
Figure V. 31 : Le champ E_{tot} mesuré le long de la fente à 500 MHz, 560 MHz et 600 MHz.	191
Figure V. 32 : Méthode de calcul d'ACLR.	193
Figure V. 33 : Illustration du banc de mesure d'ACLR.	193
Figure V. 34 : Écran de l'analyseur de signaux.	194
Figure V. 35 : ACLR dans les canaux adjacents à 1.4 MHz en fonction de P_{in} de l'antenne avec RENTON.	194
Figure V. 36 : ACLR dans les canaux adjacents à 10 MHz en fonction de P_{in} du prototype avec RENTON.	195
Figure V. 37: ACLR dans les canaux adjacents à 10 MHz en fonction de P_{in} pour l'antenne avec TCPE.	196
Figure V. 38: Illustration du banc de mesure du temps de commutation.	197
Figure V. 39 : Écran de l'oscilloscope.	197
Figure V. 40 : Signal reçu mesuré en fonction du temps pour l'état 31.	198

Liste des Tableaux

Tableau I. 1: Les différentes bandes attribuées au standard LTE.....	25
Tableau I. 2: Comparaison des bandes absolues et bandes relatives.....	26
Tableau I. 3: Récapitulatif des méthodes de miniaturisation.....	37
Tableau I. 4: Récapitulatif des travaux de co-conception antenne/PA.....	47
Tableau I. 5: Comparaison entre les différentes technologies de capacités variables.....	52
Tableau III. 1: Paramètres de l'antenne micro-ruban classique étudiée.....	95
Tableau III. 2: Paramètres de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique étudiée.....	110
Tableau III. 3: Performances du PA à la limite de fonctionnement linéaire pour les deux approches.....	116
Tableau III. 4: Influence des paramètres de l'antenne fil-plaque [8].....	118
Tableau III. 5: dimension de l'antenne fil-plaque mono polaire filtrante.....	122
Tableau IV. 1: Paramètres de l'antenne étudiée.....	131
Tableau IV. 2: Évolution du facteur de qualité pour différentes largeurs de la fente en simulation et modélisation.....	138
Tableau IV. 3: Évolution du facteur de qualité pour différentes positions de la fente.....	140
Tableau IV. 4: Les différentes bandes attribuées au standard LTE en bandes basses en duplexage FDD.....	142
Tableau IV. 5: Différents états possibles avec un DTC de 2 bits.....	144
Tableau IV. 6: Les pertes associées à la résistance série du DTC.....	154
Tableau IV. 7: Comparaison entre l'antenne active et l'antenne passive.....	155
Tableau V. 1: Gain maximal réalisé en simulation et en mesure.....	180
Tableau V. 2 : Taille électrique de l'antenne en fonction de la fréquence de résonance.....	181
Tableau V. 3: Comparaison des performances de deux antennes en simulation et mesure..	188
Tableau V. 4 : Tension aux bornes de la capacité mesurée et simulée.....	191
Tableau V. 5 : Temps de commutation mesuré.....	198
Tableau C. 1: Résumé de la contribution des différents facteurs dans la chambre anéchoïde.....	221

Liste des Acronymes

ACLR: Adjacent Channel Leakage Ratio
ACPR: Adjacent Channel Power Ratio
ADS: Advanced Design System
AEP: Antenne Électriquement Petite
AF: Antenna Factor
AMPS: Advanced Mobile Phone system
ASW: Access Switch
BST: Barium Strontium Titanate
BW: Bandwidth
CA: Carrier Aggregation
CDMA: Code Division Multiple Access
CST MWS: CST Microwave Studio
CW: Continuous Wave
DCS: Digital Cellular system
DL: Downlink
DPX: Duplex Spacing
DTC: Digitally Tunable Capacitor
EDGE: Enhanced Data Rates for Global Evolution
EmPro: Electromagnetic Professional
ESR: Equivalent Series Resistance
E-UTRA: Evolved Universal Terrestrial Radio Access
EVM: Error Vector Measurement
FDD: Frequency Division Duplexing
FET: Field Effect Transistor
FOM: Figure of Merit
GPRS: General Packet Radio Service
GSM: Global system for Mobile communications
HBa: Harmonic Balance
HB: High Band
HFSS: High Frequency Structure Simulator
HSDPA: High Speed Downlink Packet Access
HSUPA: High Speed Uplink Packet Access
IL: Insertion Loss
IMD3: Two-tone third-order intermodulation distortion
IP3: third-order intercept point
LB: Low Band
LNA: Low Noise Amplifier
LTE: Long Term Evolution

MB: Mid Band
MEMS: Micro Electro Mechanical System
MN: Matching Network
NPR: Noise Power Ratio
PA: Power Amplifier
PAE: Power Added Efficiency
PCB: Printed Circuit Board
PCS: Personal Communications Service
PIFA: Planar Inverted F-Antenna
PL: Power Losses
RFFE: Front-end RF
SAW: Surface Acoustic Wave
SCL: Serial interface clock input
SDA: Serial interface data input
SEN: Serial interface latch enable input
TDD: Time Division Duplexing
TDMA: Time division Multiple Access
TLM: Transmission Line Mode
TR: Tuning Ratio
UE: User Equipment
UL: Uplink
UMTS: Universal Mobile Telecommunication Services
VNA: Vector Network Analyzer
W-CDMA: Wideband Code Division Multiple Access

Introduction Générale

La quatrième génération de systèmes de téléphonie mobile (LTE) a réussi à améliorer le débit par utilisateur tout en optimisant les contraintes de consommation, la taille des équipements et l'accès au plus grand nombre en assurant la rétro-compatibilité avec les générations précédentes. La cinquième génération (5G) va poursuivre cette tendance en supportant une plus grande variété de scénarios d'usages ayant chacun des contraintes fortement différentes: consommation énergétique très faible pour les capteurs de l'IoT, densité d'utilisateurs et débit instantané élevé pour les smartphones, faible latence et robustesse du lien radio pour les véhicules connectés... Pour ce faire, les concepteurs vont continuer à exploiter la capacité d'adaptation au contexte du réseau. Pour la LTE, ceci se traduit par la reconfigurabilité de la couche physique LTE, c'est-à-dire du re-paramétrage au niveau logiciel, en fonction du besoin, des ressources disponibles et de l'environnement radio.

La motivation initiale de cette thèse part du constat que, contrairement au logiciel, le matériel et notamment le frontal RF (RFFE) n'a pas suivi cette capacité d'adaptation sur les équipements actuels. Du point de vue de l'architecture RF, l'aspect multistandard et multi bande est plutôt traité via la multiplication des chaînes RF. Chaque chaîne est dédiée à une bande ou un groupe de bande de fréquence, ce qui n'est pas optimale ni du point de vue du coût, ni de l'encombrement. En contrepartie, le besoin d'un frontal RF performant, de petite taille et intégrable devient une nécessité pour le développement et la réalisation des systèmes de nouvelle génération dont le nombre de bandes à couvrir risque de croître par rapport à la 4G.

Du point de vue de la conception d'antenne côté utilisateur, la reconfigurabilité (en fréquence et/ou en impédance) présente une double opportunité. D'abord celle de contourner le compromis entre la miniaturisation et la largeur de bande via un réglage sur une bande instantanée plus faible dont la fréquence centrale est recentrée selon le besoin ; ensuite de pouvoir présenter une impédance plus ou moins réglable suivant le besoin des composants en amont (amplificateur de puissance (PA), filtre...) ou de perturbation du contexte en aval (tête, main...). De manière générale, l'approche retenue dans cette thèse est d'exploiter la reconfigurabilité des différents composants du RFFE (du PA jusqu'à l'antenne comprise) dès la phase de conception. C'est donc à un niveau supérieur que se fait l'optimisation de la chaîne d'émission, grâce à une meilleure répartition des contraintes entre les composants du RFFE. Cette approche est appelée co-conception ou conception conjointe par la suite. Dans cette thèse nous nous focalisons sur la chaîne d'émission RF dont le niveau de puissance est élevé et les contraintes de linéarités sont fortes.

Cette approche est organisée en deux sous études qui sont destinées à terme à être intégrées dans un même frontal RF entièrement reconfigurable. La première étude aborde la problématique de la conception conjointe entre l'antenne et l'amplificateur de puissance qui

sont traditionnellement conçus séparément pour être connecté via une impédance commune. Il s'agit de partager les contraintes d'impédance à la fois dans la bande utile et aux harmoniques entre ces deux blocs afin de simplifier voire supprimer le réseau d'adaptation d'impédance. La deuxième étude s'intéresse à la conception conjointe antenne et composants agiles. Il s'agit de répartir l'effort de miniaturisation et les pertes ohmiques associées entre la structure d'antenne et le composant agile.

Le mémoire est organisé en cinq chapitres. Dans le **premier chapitre**, nous présentons l'évolution des standards de télécommunications pour mettre en lumière la complexité croissante de l'architecture des frontaux RF. Une définition des antennes miniatures ainsi que leurs limites et les différentes techniques de miniaturisation sont ensuite étudiées. Ceci permet de recenser les différentes contraintes architecturales et les besoins concernant la conception conjointe. Une revue des principaux exemples de co-conception d'antenne avec d'autres composants du frontal RF clôt ce chapitre.

Le **deuxième chapitre** est consacré à l'étude de l'amplificateur de puissance utilisé pour la co-conception PA/antenne. Les caractéristiques des PA et la problématique de linéarité sont tout d'abord présentées. Une description détaillée de la méthode de caractérisation 'grand signal' des circuits non linéaires de type «load pull» permet la détermination des impédances de charge optimales du PA permettant de maximiser les performances de ce dernier et la charge. Une étude du comportement de l'amplificateur en réponse à la variation du profil d'impédance de l'antenne permet de déterminer le cahier des charges de l'antenne co-conçue avec le PA.

Le **troisième chapitre** a pour objectif d'investiguer la faisabilité de la co-conception d'antenne avec un PA. Il s'agit de concevoir deux structures antennaires respectant le cahier des charges spécifié dans le chapitre II: une antenne micro-ruban et une antenne fil-plaque monopolaire. Une étude approfondie des différents paramètres de réglage de ces antennes sera présentée pour assurer le contrôle d'impédance de l'antenne à la fréquence de travail comme à ces harmoniques. Ensuite, nous allons comparer les deux approches: celle classique composée d'un PA, d'un circuit d'adaptation et de son antenne avec l'approche co-conçue composée d'un PA et de son antenne co-conçue via un processus de simulation développé pour la co-conception.

Le **quatrième chapitre** adresse la co-conception de l'antenne avec un composant agile à savoir une capacité commutable numériquement (DTC). Il s'agit de la conception d'une antenne miniature agile en fréquence. Nous allons déterminer la taille de l'antenne et l'excursion capacitive adéquate du DTC permettant d'adresser les bandes basses du LTE. Puis, nous présenterons l'effet de l'intégration de la capacité variable sur la structure antennaire après avoir détaillé son architecture et ses différents paramètres clés. Nous terminerons cette partie par une comparaison de l'antenne agile avec une antenne large bande fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquence. Enfin, nous étudierons une antenne double bande agile en fréquence adressant instantanément les bandes d'émission et réception.

L'enjeu du **dernier chapitre**, plus applicatif, s'inscrit dans le cadre de la réalisation et la validation expérimentale de l'antenne fente conçue dans le chapitre IV. 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. Finalement et pour la première fois, une étude orientée système LTE qui est habituellement utilisée pour les composants RF actifs sera également menée en implémentant un banc de mesure non standard d'antenne reconfigurable. Cette caractérisation permet de vérifier la conformité des antennes agiles aux spécifications du standard 3GPP: linéarité et temps de commutation.

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

Chapitre I: Contexte et Enjeux

Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation du contexte général permettant de situer les travaux effectués et de souligner leur intérêt.

Tout d'abord, l'évolution des standards de télécommunications est détaillée. Celle-ci entraîne des modifications des frontaux RF: le circuit radiofréquence entre l'antenne et le transmetteur radio. Des exemples de frontaux sont ensuite présentés. Ceci permet de recenser les besoins actuels et les différentes contraintes architecturales. Plus précisément, on peut citer la forte demande d'intégration et de miniaturisation où les antennes jouent un rôle clé. La définition des antennes miniatures, leurs caractéristiques, leurs limites et les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature sont ensuite détaillées. Le cœur de ces travaux de recherche est d'utiliser la reconfigurabilité de l'antenne afin d'assurer dans un premier temps grâce à l'antenne le comportement optimale de l'amplificateur de puissance et dans un second temps de contourner le compromis physique miniaturisation/bande.

Dans une seconde partie, nous passons en revue les différents exemples de co-conception d'antenne avec d'autres composants du frontal RF. Nous distinguons deux parties, d'une part, la co-conception antenne/circuit passif (filtre et circuit d'adaptation), et d'autre part l'antenne/circuit actif (PA et les composants agiles tels que les capacités variables). La co-conception antenne/composant agile permet d'introduire l'agilité ou la reconfigurabilité à l'antenne. Cette reconfigurabilité est étroitement liée à la technologie mise en œuvre. Une revue des différentes solutions est finalement présentée.

1. Evolution des standards de télécommunications cellulaires

Depuis plus de 25 ans, le domaine des systèmes cellulaires et sans fil a connu une croissance phénoménale. Entre la première génération 1G et la 4G, le débit a été multiplié par plus que 1000. Les terminaux mobiles doivent suivre cette évolution et assurer une compatibilité descendante pour ces normes (excepté la 1G) tout en réduisant les tailles de leurs systèmes RF.



Figure I. 1: Evolution des terminaux mobiles de communication.

Un bref historique du développement des systèmes de communications mobiles va être évoqué. Il sera ensuite suivi des divers fronts permettant d'aborder les nouveaux besoins des standards.

1.1. Première génération

La première génération de téléphonie mobile (notée 1G) possédait un fonctionnement analogique et était constituée d'appareils relativement volumineux. Le premier standard de réseau cellulaire nord-américain est AMPS (Advanced Mobile Phone System) [1]. Deux bandes de 25 MHz sont allouées: la voie montante de 824 MHz à 849 MHz et la voie descendante de 869 MHz et 894 MHz, l'espacement entre les canaux montant et descendant vaut 45 MHz et la largeur du canal est de 30 KHz. La puissance maximale du mobile est de l'ordre de 3W. La limitation des services offerts (capacité de trafic moyen, saturation) a stimulé l'émergence d'une nouvelle génération de systèmes. Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

1.2. Deuxième génération

La seconde génération de réseaux mobiles (notée 2G) a marqué une rupture avec la première génération de téléphones cellulaires grâce au passage de l'analogique vers le numérique [2]. Elle permet de transmettre des données de faibles volumes, en plus de la voix. Un nouveau standard est adopté en Europe: il s'agit du GSM (Global System for Mobile communications) utilisant une technique de découpage temporel des canaux de communication TDMA (Time division Multiple Access), afin d'augmenter le volume de données transmis simultanément. Ce standard utilise les bandes de fréquences 900 MHz et

1800 MHz en Europe (GSM 1800 MHz est souvent appelé DCS, Digital Cellular System). Aux Etats Unis par contre, les bandes de fréquences utilisées sont les bandes 850 MHz et 1900 MHz (GSM 1900 MHz est souvent présenté par PCS (Personal Communications Service)). La largeur du canal GSM est 200 KHz et la puissance maximale du téléphone est 2W.

L'architecture des frontaux RF (RFFE), l'ensemble des éléments situés entre l'émetteur-récepteur et l'antenne, pour des systèmes 2G est simple. On trouve des RFFE à une seule bande, bi-bandes, tri-bandes et quadri-bandes [3]. La Figure I. 2 présente un RFFE à une seule bande. En émission, le signal traverse un amplificateur de puissance (appelé PA par la suite). Le rôle d'un amplificateur de puissance est d'augmenter le niveau du signal et de compenser les pertes du signal entre l'utilisateur et la station de base. Le signal est dirigé vers une antenne couvrant la bande 900 MHz via un commutateur (nommé ASW : Access SWitch). En réception, le signal entre dans un filtre à onde acoustique de surface (nommé SAW : Surface Acoustic Wave) qui permet d'isoler les fréquences d'intérêt du signal reçu, avant d'être traité par l'émetteur-récepteur. Les téléphones portables de la deuxième génération étaient suffisamment volumineux et simple et leurs contraintes demeuraient faibles (intégration, nombre de bandes, linéarité...). Pour adresser les autres bandes, il suffit de rajouter une nouvelle branche pour chaque bande de fréquence RF ajoutée.

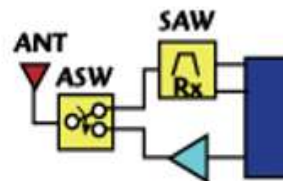


Figure I. 2: Schéma d'un RFFE à une seule bande.

Afin d'améliorer le débit (le débit moyen initial du GSM est de 9.6 Kbit/s), tout en conservant l'infrastructure existante, le GPRS (General Packet Radio Service), aussi appelé 2.5G, est introduit au début des années 2000. Le GPRS permet d'obtenir des débits théoriques de l'ordre de 114 Kbit/s, plus proche de 40 Kbit/s dans la réalité, grâce à la transmission par paquet où les ressources ne sont allouées que lorsque les données sont échangées. La norme EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution), présentée comme 2.75G a permis d'augmenter le débit pratique moyen jusqu'à 384 Kbit/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias, mais implique la modification des stations de base et des terminaux mobiles. De plus le progrès de la miniaturisation de l'électronique autorise une réduction de la taille et du poids des terminaux, aboutissant au concept du terminal portatif de poche.

1.3. Troisième génération

L'idée de la troisième génération de systèmes cellulaires est née du concept de l'homogénéisation globale des standards. La troisième génération (3G), assimilée en Europe à l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications Services) [4], a été principalement conçue afin de satisfaire l'acheminement de données multimédia telles que la transmission de vidéos, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit. Celle-ci permet d'augmenter les débits

théoriques, jusqu'à 2 Mbit/s. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents: 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz. La norme UMTS alloue pour chaque cellule une largeur spectrale fixe de 2×5 MHz (une bande pour l'émission, une autre pour la réception), plus large qu'en GSM (qui utilise au maximum dix à vingt canaux de 200 kHz par cellule). La puissance maximale autorisée est 23 dBm.

Afin d'assurer une continuité, un système 3G doit être compatible avec un système 2G. Selon le standard, le chemin RF n'est pas le même [5]. La partie 2G est isolée de celle de la 3G. Un système 3G fonctionne en transmission full duplex, le lien RF transporte l'information simultanément dans les deux sens (bidirectionnel: émission et réception). Chaque bande de fréquence 3G a un chemin RF spécifique. En émission un amplificateur de puissance est suivi d'un duplexeur. Celui-ci sert à séparer et isoler les signaux d'émission et de réception, transmis sur deux porteuses de fréquences différentes (Figure I. 3). L'antenne est multi-bande ou large bande pour couvrir les bandes de 2G et 3G. Le RFFE devient plus complexe avec l'apparition de certaines contraintes d'intégration.

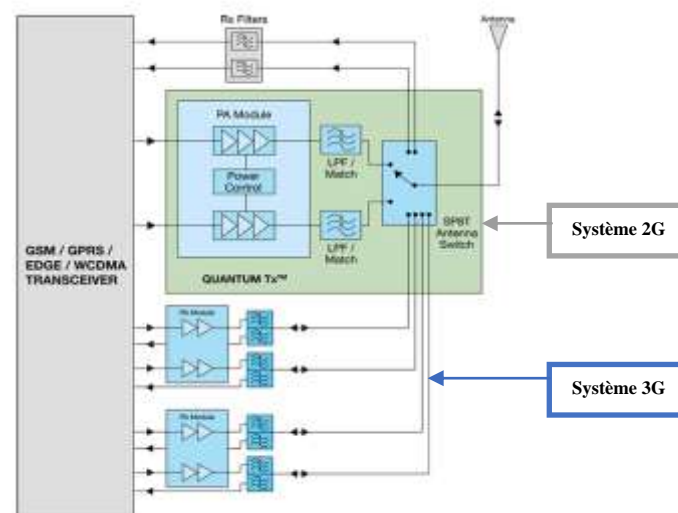


Figure I. 3: Schéma d'un RFFE 3G [5].

La norme HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access), présentée comme 3.5G permet d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbit/s. HSUPA (High-Speed Uplink Packet Access), aussi appelé 3.75G [6] est le complément de HSDPA pour la voie montante. L'intérêt d'HSUPA est d'offrir la possibilité d'émettre facilement des contenus volumineux (photos, audio, vidéo) vers d'autres mobiles mais également vers les plates-formes de partage sur Internet.

1.4. Quatrième génération

La quatrième génération (4G) définie par le consortium 3GPP, constitue une nouvelle avancée technologique dans la téléphonie mobile [7]. 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 1Gb/s. La 4G utilise la diversité spatiale pour obtenir un gain significatif de performance. Comparée aux générations précédentes, la 4G intègre un grand nombre de bandes de fréquences (des nouvelles bandes mais également les anciennes). Le Tableau I. 1 définit les bandes E-UTRA (Evolved Universal Terrestrial Radio Access) [8]. Lorsqu'il s'agit du duplexage FDD (Frequency Division Duplexing), l'émission et la réception des données se font simultanément sur deux bandes de fréquence différentes: une en émission (UL, Uplink) et une autre en réception (DL, Downlink) avec une bande passante (BW) entre 10 MHz et 90 MHz. 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. 4). Le TDD (Time Division Duplexing), permet à un canal de multiplexer dans le temps l'émission et la réception.

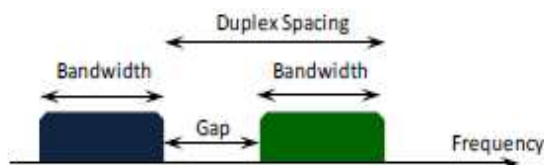


Figure I. 4: Illustration du spectre.

Tableau I. 1: Les différentes bandes attribuées au standard LTE.

Bandes	UL (MHz)	DL (MHz)	BW (MHz)	DPX (MHz)	Gap (MHz)	Duplexage
1	1920 - 1980	2110 - 2170	60	190	130	FDD
2	1850 - 1910	1930 - 1990	60	80	20	FDD
3	1710 - 1780	1805 - 1880	75	95	20	FDD
4	1710 - 1755	2110 - 2155	45	400	355	FDD
5	824 - 849	869 - 894	25	45	20	FDD
6 (5)	830 - 840	875 - 885	10	45	20	FDD
7	2500 - 2570	2620 - 2690	70	120	50	FDD
8	880 - 915	925 - 960	35	45	10	FDD
12	699 - 716	729 - 746	17	30	13	FDD
13	777 - 787	746 - 756	10	31	21	FDD
14	758 - 768	788 - 798	10	30	20	FDD
15	1900 - 1920	2600 - 2620	20	700	680	FDD
16	2010 - 2025	2585 - 2600	15	575	560	FDD
17	704 - 716	734 - 746	12	30	18	FDD
18	815 - 830	860 - 875	15	45	30	FDD
19 (6)	830 - 845	875 - 890	15	45	30	FDD
20	832 - 862	791 - 821	30	41	11	FDD
21	1447.9 - 1462.9	1495.9 - 1510.9	15	48	33	FDD
22	3410 - 3500	3510 - 3600	90	100	10	FDD
23	2000 - 2020	2180 - 2200	20	180	160	FDD
24	1525 - 1559	1626.5 - 1660.5	34	101.5	67.5	FDD
25 (2)	1850 - 1915	1930 - 1995	65	80	15	FDD
26 (5, 6, 18, 19)	814 - 849	859 - 894	35	45	10	FDD

27	806 - 824	851 - 869	18	45	27	FDD
28	703 - 748	758 - 803	45	55	27	FDD
29	Bande 2 ou 4	717 - 728	US Carrier Aggregation			FDD
30	2305 - 2315	2350 - 2360	10	45	35	FDD
33	1900 - 1920	1900 - 1920				TDD
34	2010 - 2025	2010 - 2025				TDD
35	1850 - 1910	1850 - 1910				TDD
36	1930 - 1990	1930 - 1990				TDD
37	1910 - 1930	1910 - 1930				TDD
38	2570 - 2620	2570 - 2620				TDD
39	1880 - 1920	1880 - 1920				TDD
40	2300 - 2400	2300 - 2400				TDD
41	2496 - 2690	2496 - 2690				TDD
42	3400 - 3600	3400 - 3600				TDD
43	3600 - 3800	3600 - 3800	TDD			

La norme 4G supporte des largeurs de canaux entre 1.4 MHz et 20 MHz (plus précisément 1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 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.

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

Largeur de bandes (MHz)								
	Bande absolue	Bande relative	Bande absolue	Bande relative	Bande absolue	Bande relative	Bande absolue	Bande relative
Bande 1	1.4	0.07%	5	0.26%	10	0.52%	20	1.04%
Bande 5	1.4	0.17%	5	0.61%	10	1.21%	20	2.43%
Bande 7	1.4	0.06%	5	0.2%	10	0.4%	20	0.8%
Bande 12	1.4	0.2%	5	0.72%	10	1.43%	20	2.86%
Bande 17	1.4	0.2%	5	0.71	10	1.42%	20	2.84%
Bande 24	1.4	0.09%	5	0.33%	10	0.65%	20	1.31%
Bande 27	1.4	0.17%	5	0.62%	10	1.24%	20	2.48%

En France, la norme 4G utilise les bandes de fréquences des 800 MHz et des 2600 MHz. Le spectre est réparti entre les quatre opérateurs : Orange, Bouygues Telecom, SFR et Free comme illustré dans la Figure I. 5 [9], ce qu'on appelle les bandes opérateurs. La plus large bande passante attribuée en basse fréquence est de 10 MHz qui correspond à la plus large bande que l'antenne devra couvrir instantanément. La puissance maximale autorisée en émission pour les terminaux 4G est 23 dBm. La 4G+ est une nouvelle norme de réseau mobile qui permet de proposer des débits théoriques 10 fois plus important que la 4G.

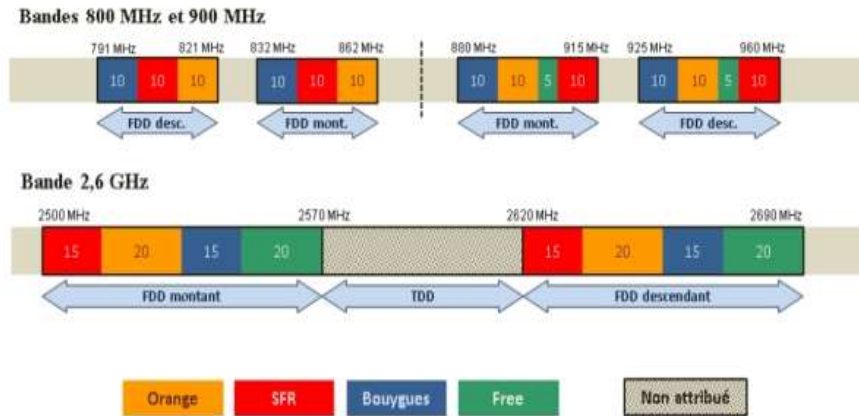


Figure I. 5: Attribution du spectre 4G aux quatre opérateurs en France (ARCEP 2014).

Comme pour le passage de la 2G à la 3G, les terminaux mobiles doivent être adaptés à la nouvelle génération 4G, surtout pour supporter les nouvelles bandes. La grande nouveauté de la 4G réside dans sa versatilité. La versatilité au niveau logiciel est la plus répandue, elle consiste dans la manière de s’adapter à des modulations différentes, codage différent, changement de bande [10]. Au niveau matériel, la versatilité demeure basique et consiste pour l’instant en une multiplication de chaîne RF.

Un exemple d'un RFFE multi-bande multi-mode [11] est représenté dans la Figure I. 6. Il est composé d’une antenne large bande ou multi-bande connectée à un commutateur de sélection de bande présentant des pertes d’insertion (IL) entre 0.3 et 1.2 dB, puis à une chaîne de filtrage: le duplexeur (IL entre 1.6 et 3.5 dB), et un amplificateur de puissance par bande. Chaque bande 4G a un chemin RF spécifique. Ceci entraîne des modifications de la structure de l’émetteur-récepteur pour couvrir des nouvelles bandes 4G puisque la FDD est majoritairement utilisée.

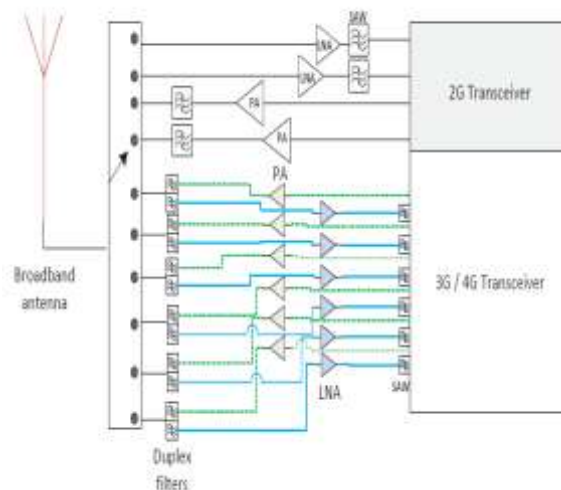


Figure I. 6: Schéma d'un Frontal RF 2G/3G/4G [11].

Des modèles commercialisés d’émetteur-récepteur multi-mode multi-bande sont présentés dans [12-13]. La Figure I. 7 présente un modèle commercialisé d’un frontal 3G/4G, une autre architecture utilisée pour couvrir différents standards. L’antenne est connectée à un

commutateur SP10 et ensuite à des duplexeurs. L'amplificateur de puissance peut adresser plusieurs bandes: les bandes basses (LB), les bandes hautes (HB) et les bandes intermédiaires (MB). Il faut noter que typiquement une chaîne supplémentaire doit être ajoutée au système pour chaque bande de fréquence à couvrir. Cela implique une complexité croissante du RFFE.

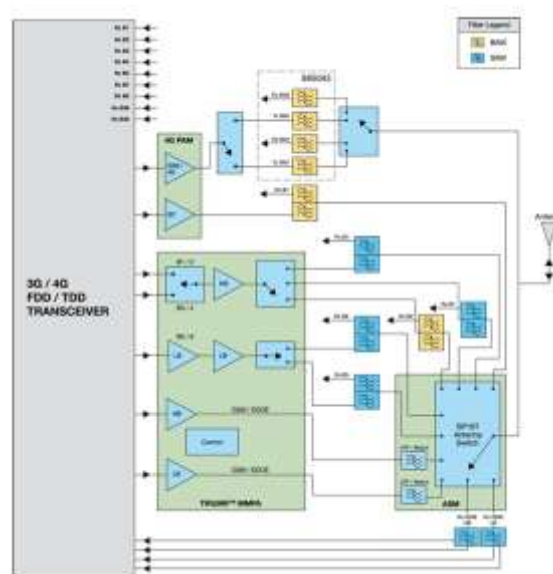
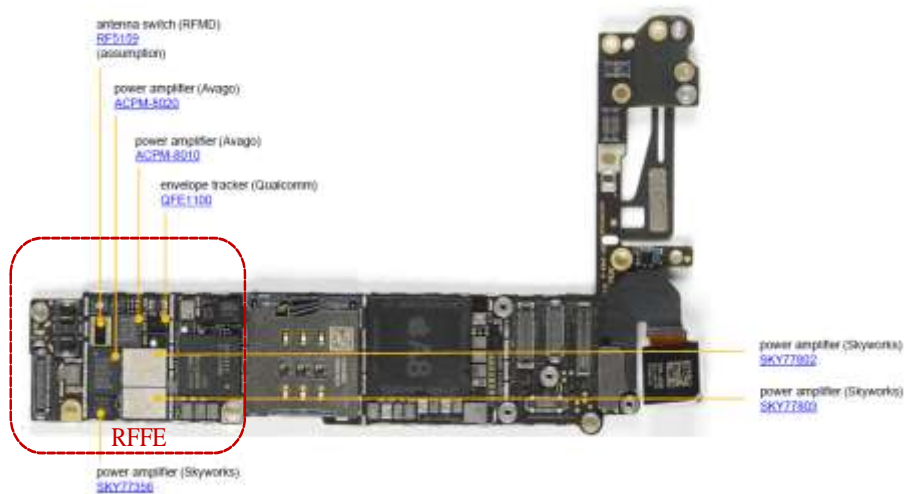


Figure I. 7: Schéma d'un Frontal RF 2G/3G/4G [12].

Les circuits RF utilisés dans l'iPhone 6 sont présentés en Figure I. 8 et permettent d'illustrer l'architecture décrite dans la partie précédente. La Figure I. 8-a présente l'architecture RF de dessus; à gauche de l'image se trouvent 5 amplificateurs de puissance vendus par Skyworks et Avago et le commutateur de bande de RFMD. La Figure I. 8-b montre le circuit RF coté batterie. À droite de l'image se trouvent trois filtres d'Epcos, un commutateur et un duplexeur de Murata. Nous pouvons voir l'émetteur récepteur GSM/W-CDMA/CDMA/GSM (Qualcomm) ainsi que le récepteur LTE [14].



(a)

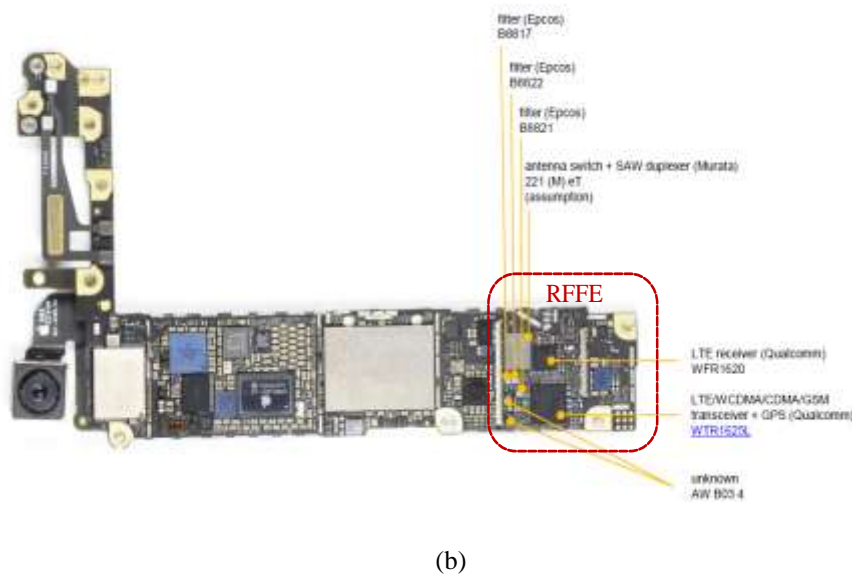


Figure I. 8: Carte électronique de l'iPhone 6 : vue de dessus (a) vue de dessous (b) [14].

1.5. Cinquième génération

La cinquième génération de systèmes de communication mobile est actuellement en cours de définition et de normalisation au niveau mondial [15]. La 5G est une nouvelle technologie de réseau et d'infrastructure qui apportera les capacités nécessaires pour faire face au développement considérable de leur utilisation. Les réseaux mobiles 5G offriront des débits 50 fois plus rapides que ceux de la 4G, un temps de latence de l'ordre de 5 millisecondes et surtout la plus forte capacité de données jamais échangée entre un terminal mobile et l'antenne émettrice.

1.6. Conclusion

Un récapitulatif de l'évolution des standards de communications avec leurs spécifications est présenté dans la Figure I. 8. La multiplication de ces standards a conduit à une évolution des architectures Radio et un développement de nouveaux concepts technologiques. En effet, chaque génération incorpore de nouveaux scénarios et jusqu'à présent la versatilité a surtout été au niveau logiciel (Software). Depuis la 4G, l'électronique a énormément progressé et donc le hardware doit être également reconfigurable pour tenir les spectres et être optimale à chaque instant. Ce dernier point est primordial puisque la 4G ne fonctionne que sur des canaux de largeur maximale 20 MHz. De plus, la simultanéité de fonctionnement des standards n'est pas autorisée.

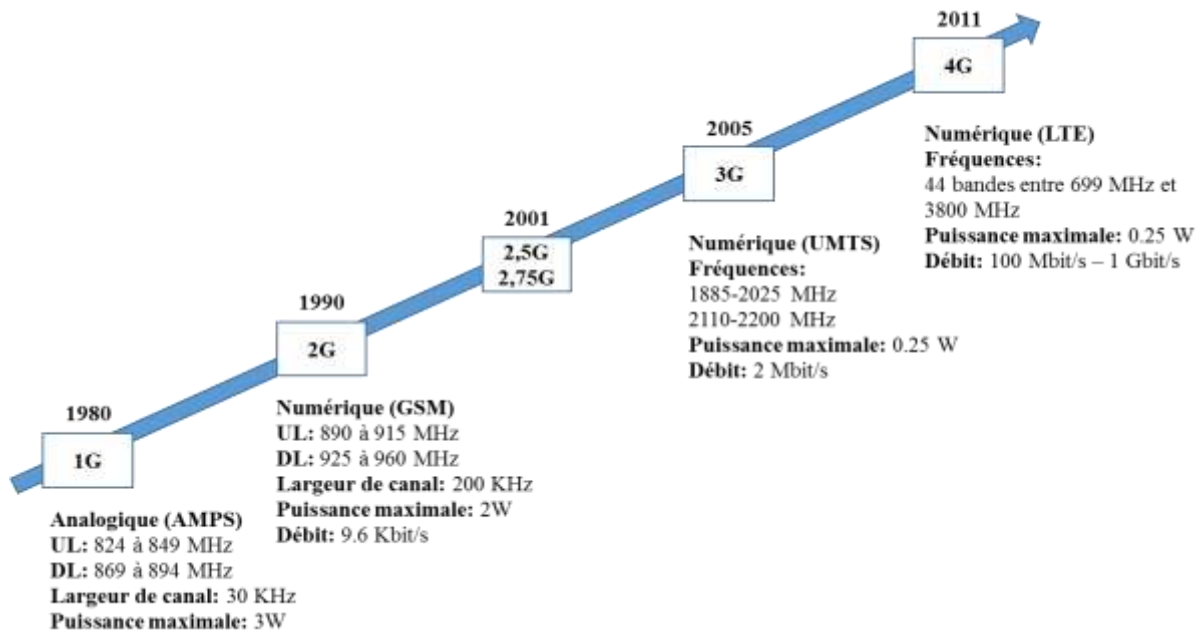


Figure I. 9: Évolution chronologique des standards de communications (information de puissance au niveau terminal).

2. Problématique

2.1. Contrainte architecturale

Comme nous l'avons montré dans la section 1, l'évolution des générations de système de Télécommunications a incité l'introduction d'émetteurs/récepteurs multistandards ce qui nécessite d'adresser de plus en plus des bandes notamment vers les basses fréquences. On assiste ainsi à une augmentation de la complexité des RFFE via la multiplication de chaînes RF, chacune est dédiée à une ou un groupe de bandes de fréquence. La Figure I. 10 résume la complexité engendrée au niveau du RFFE pour chaque génération.

Standard	2G	3G	4G
# of Bands	4	7	>16
Channel Bandwidth	Fixed	Fixed	Variable
# of RF Ports @ TRX	10	16 - 19	60
# of Switch Ports	6	9	30
# of Filters	6 - 8	12 - 17	45
# of Antennas	1	1	>2

Figure I. 10: La complexité au niveau de chaque standard (source Intel).

Cette approche n'est pas optimale ni du point de vue du coût, ni de l'encombrement, ni de la consommation, ni de la performance. En effet, puisque chaque bande a un chemin RF spécifique, cela introduit une accumulation de composants (filtres, amplificateurs de puissance, duplexeurs...), ce qui rajoute des pertes supplémentaires et par conséquent une dégradation des performances. Cette multitude de composants augmente la consommation totale ce qui réduit la durée de vie de la batterie. De plus, la multiplication des chaînes RF augmente l'encombrement alors qu'instantanément le mobile n'utilise qu'une voire deux bandes (CA) et la simultanéité de fonctionnement des standards n'est pas autorisée. Une autre contrainte des RFFE multistandards est leur intégration. En effet, l'amplificateur et le filtre ne sont pas intégrables avec la même technologie silicium.

L'antenne est également un élément «dimensionnant» du RFFE. Elle devra être large bande ou multi-bandes pour couvrir les bandes de fréquence adressées. Aux fréquences basses, l'antenne est le composant le plus volumineux. En contrepartie, les téléphones ont énormément évolué; ils ont devenu de plus en plus plats avec une dominance de l'écran et de la batterie. La Figure I. 11 montre les tendances de l'épaisseur des téléphones mobiles [16]. De ce fait, l'espace réservé à l'antenne s'est réduit et de plus cette espace est utilisé par plusieurs antennes y compris GPS, WiFi, Bluetooth, NFC, recharge sans fil... Ainsi, le besoin de miniaturiser l'antenne est un facteur clé pour suivre l'évolution des standards.

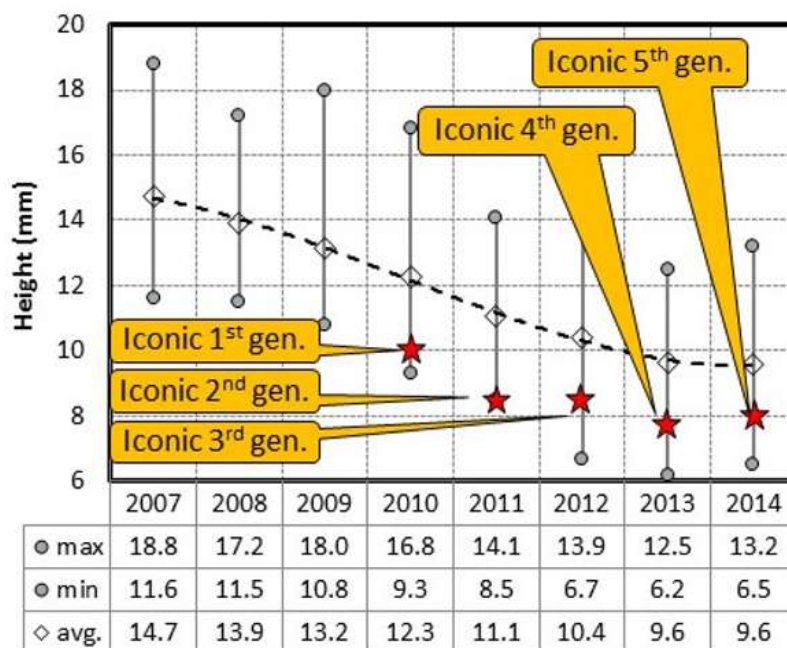


Figure I. 11: Tendance des épaisseurs des téléphones en fonction du temps.

Informations obtenues d'une étude sur 388 smartphones : Source: Videotron, subsidiary of Quebecor Media Inc. [16].

Comme nous avons vu, il existe des contraintes propres aux RFFE et d'autres propres aux antennes et de plus en plus, nous observons une interaction des contraintes entre les deux avec la multiplication des standards de communication et le développement de nouveaux concepts technologiques. Pour surmonter ces contraintes, le premier axe de recherche adopté par les chercheurs est la miniaturisation des antennes. Pour cela, plusieurs techniques ont été

étudiées. 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 limitations fondamentales de ces antennes.

2.2. Les antennes miniatures

Afin de suivre l'avancement technologique et la multiplication des normes, la première solution abordée par les chercheurs est la miniaturisation des antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets.

2.2.1. Définition des antennes miniatures

Le concept des antennes miniatures dites électriquement petite (AEP) a été introduit pour la première fois par Wheeler vers 1947 qui en posa les limites fondamentales [17]. D'après les travaux de Wheeler, l'antenne est dite électriquement petite si sa plus grande dimension est inférieure à $\lambda_0/2\pi$ avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide [18]. Cette relation est souvent exprimée telle que $ka < 0.5$ avec a le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne (Figure I. 12). Cette sphère est appelée la sphère de Chu et k est le nombre d'onde dans le milieu de propagation $k = 2\pi/\lambda_0$. Le plan de masse, s'il est de taille réduite comparée à la longueur d'onde doit être inclus dans la sphère de Chu.

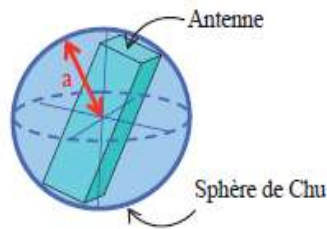


Figure I. 12: Sphère minimale englobant l'antenne : sphère de Chu.

Ainsi nous avons défini les AEP, nous allons maintenant voir les conséquences de la miniaturisation sur les performances de l'antenne (bande passante, gain, efficacité de rayonnement). Une attention plus particulière est portée aux limitations fondamentales de ces antennes.

2.2.2. Limitation physique des antennes miniatures

Les performances des antennes électriquement petites sont caractérisées essentiellement par leurs dimensions c'est-à-dire ka , leur bande passante, leur efficacité de rayonnement η_r , leur gain et leur facteur de qualité Q . Wheeler, Chu, McLean et Harrington [17], [19-21] ont mené des travaux de référence sur les limites théoriques à la miniaturisation des antennes. L'intérêt de ces travaux est de démontrer le nécessaire compromis entre l'encombrement de l'antenne, le facteur de qualité et l'efficacité de rayonnement. Chu donne une approximation du facteur de qualité de l'antenne:

$$Q = \eta_r \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (\text{I.1})$$

La bande passante à -3 dB, $\frac{\Delta f}{f_0}$, définie sur le coefficient de réflexion peut être approximée par la relation:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (I.2)$$

La bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité. La variation du facteur de qualité Q est présentée dans la Figure I. 13 en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs d'efficacité de rayonnement. On peut en déduire que pour une longueur d'onde donnée, réduire la dimension de l'antenne (donc a) va augmenter le facteur de qualité et donc diminuer la bande passante de l'antenne. Si nous fixons 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 réduit le rayonnement. Ainsi, 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 de large bande fréquentielle de fonctionnement (variation rapide de l'impédance d'antenne).

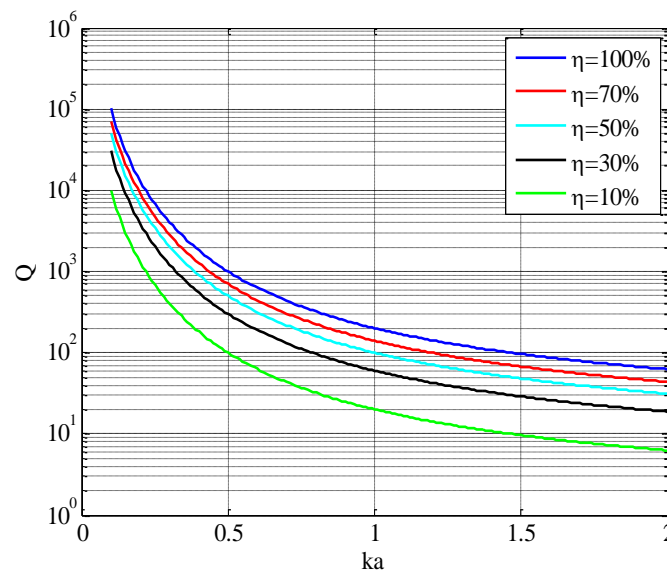


Figure I. 13: Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (ka) pour différentes efficacités de rayonnement.

Bien que les antennes miniatures constituent une solution pour réduire l'espace réservé aux antennes sur les téléphones, nous avons montré que la réduction de sa taille électrique, entraîne une diminution de son efficacité et de sa bande passante. Ceci rentre en contradiction avec l'évolution des standards et notamment avec la définition des 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

passer par un compromis sur la taille, la bande passante et l'efficacité. Nous allons maintenant aborder les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

2.2.3. Techniques de miniaturisation

Dans ce paragraphe, nous exposons une synthèse des techniques de miniaturisation d'antennes. Il existe plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but d'allonger artificiellement les dimensions du dispositif résonant. Parmi ces techniques, on peut citer celles caractérisées principalement par une modification de la géométrie de l'antenne, par l'intégration d'éléments localisés ou par l'utilisation de matériaux particuliers. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes.

2.2.3.1. Modification de la géométrie

Une façon de réduire la taille de l'antenne est de modifier sa forme 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.

2.2.3.1.1. Ajout des fentes

L'une des techniques mise en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. En effet, cette méthode permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'élément rayonnant en rallongeant le «parcours» des courants surfaciques sur cet élément. De plus, elle va introduire des effets capacitifs et inductifs permettant la modification de l'impédance d'entrée de l'antenne [22]. La Figure I. 14 correspond à la structure étudiée par Salih et al [23]. Il s'agit d'une antenne micro-ruban double bandes avec une fente intégrée sur l'élément rayonnant. L'antenne fait $18.8 \times 20 \times 0.76 \text{ mm}^3$. En changeant les dimensions de la fente, la fréquence de résonance est modifiée; plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue.

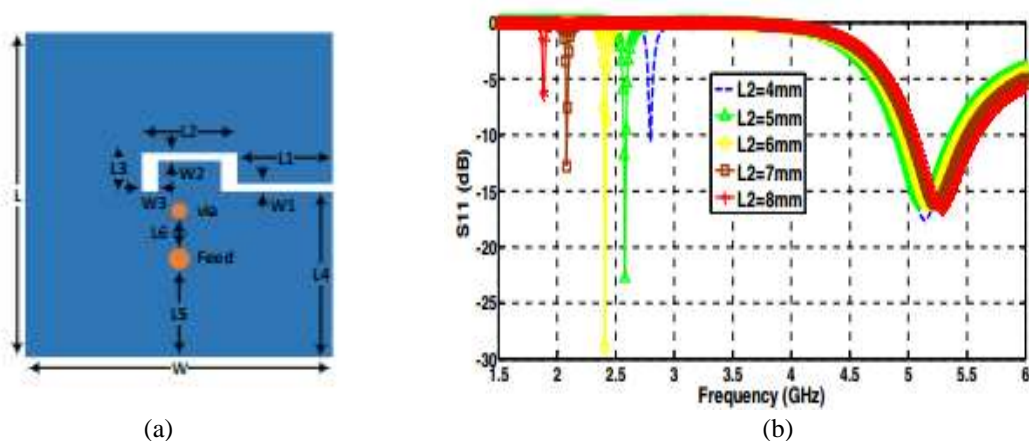


Figure I. 14: Antenne proposée: vue de face (a) coefficient de réflexion associé (b) [23].

2.2.3.1.2. Repliements

Le repliement vise à maintenir le mode quart d'onde en réduisant la longueur totale de l'antenne. Il va créer un effet capacitif distribué. Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou à le replier sur lui-même, ce qui permet de réduire son encombrement [24-25]. Dans [26], deux antennes patch court-circuitées repliées sont présentées. Elles sont de longueur électrique $\lambda_0/8.6$ et $\lambda_0/11.7$ pour application GPS 1575 MHz et RFID à 869 MHz. Le principe de cette technique est basé sur le repliement de l'antenne sur plusieurs niveaux ce qui permet de réduire les dimensions de l'antenne originale de $1/N$ (où N le nombre de plaques métalliques montés verticalement) au détriment de la hauteur. La Figure I. 15 montre les deux exemples réalisés.



Figure I. 15: Prototype de l'antenne repliée pour adresser: la bande 1575 MHz (a) la bande 896 MHz (b) [26].

2.2.3.1.3. Ajout de court-circuit

Une autre technique permettant de réduire la taille de l'antenne est d'introduire un ou plusieurs courts circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En effet, la distribution du champ électrique du mode fondamental de rayonnement présente un nul au milieu de la longueur résonante (Figure I. 16). En ajoutant une symétrie électrique dans ce plan, aucune modification n'apparaît au niveau de la distribution et par conséquent la taille de l'antenne sera réduite en moitié. Ceci est aussi le principe de l'antenne PIFA (Planar Inverted F-Antenna) [27-28].

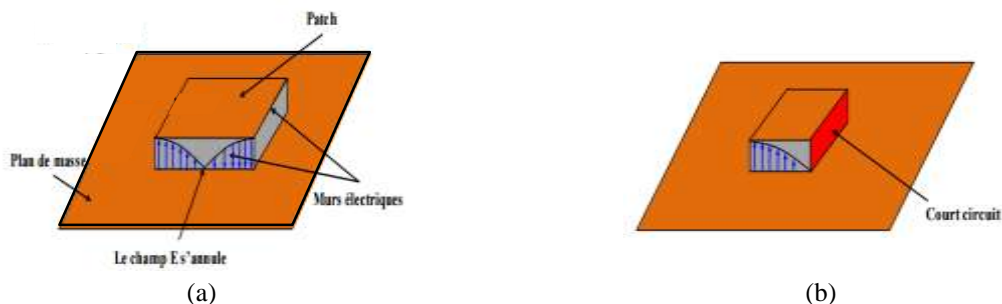


Figure I. 16: Cartographie du champ E dans la cavité: d'une antenne microruban (a) d'une antenne PIFA avec court-circuit (b).

2.2.3.2. Ajout des charges localisées

Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout d'une charge localisée qui relie l'élément discret au tronçon de ligne. Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés: des charges résistives, capacitatives ou inductives. Par exemple, un élément résistif peut être placé au bord d'un patch rayonnant pour remplacer le court-circuit d'une PIFA [29]. Un autre exemple pour l'utilisation des éléments discrets est de positionner une capacité [30-31] ou une inductance [32] au bout d'un élément rayonnant. Ceci permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne. Nous illustrons un exemple d'antenne fente alimentée par une ligne coplanaire et chargée par une capacité placée à l'extrémité ouverte de la fente [31] (Figure I. 17). Cette charge capacitive a permis une réduction de 50% de la fréquence de résonance initiale et par conséquent une réduction de 50% de la taille de l'antenne.

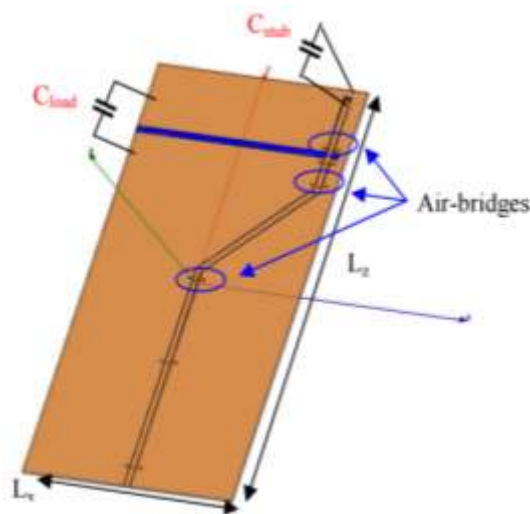


Figure I. 17: Structure d'une antenne fente avec la capacité [31].

2.2.3.3. Miniaturisation à l'aide des matériaux

La modification de la structure de l'antenne, l'ajout de charges localisées ne sont pas les seules techniques permettant la miniaturisation des 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. Par exemple, l'utilisation des matériaux à forte permittivité diélectrique permet de réduire les dimensions de l'antenne sans modifier la géométrie en raison d'une longueur d'onde guidée (λ_g) plus courte dans les matériaux [33]. 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.3) suivante:

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{I.3})$$

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

De même, l'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques permet de miniaturiser une antenne [34]. Il existe également les méta-matériaux, qui sont des matériaux aux propriétés

électromagnétiques contrôlables et non disponibles naturellement qui peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative [35], et qui ont été utilisés pour la miniaturisation d'antenne.

2.2.4. Récapitulatif des techniques de miniaturisation

Nous présentons un récapitulatif dans le Tableau I. 3 qui montre les avantages et inconvénients de chaque méthode de miniaturisation.

Tableau I. 3: Récapitulatif des méthodes de miniaturisation.

Méthode de miniaturisation	Avantages	Inconvénients
Modification de la géométrie	-Moins de pertes au niveau de la structure.	-Facteur de miniaturisation faible. -Structure d'antenne complexe.
Ajout des charges localisées	-Facteur de miniaturisation élevé. -Faciliter d'intégration.	-Pertes dues au composant électronique. -Commande électronique parfois complexe. -Tension de polarisation parfois élevée.
Miniaturisation à l'aide des matériaux	-Structure d'antenne simple.	-Facteur de miniaturisation faible.

Différentes techniques permettent la miniaturisation des antennes. Comme nous avons montré, la miniaturisation entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnement. Nous nous intéresserons dans une prochaine partie aux différentes solutions permettant de contourner le problème de l'étroitesse de la bande passante.

2.3. Approche retenue: la co-conception

Grâce au progrès de l'électronique, les composants reconfigurables apparaissent comme les éléments clés d'innovation. Ils font l'objet d'importantes recherches depuis de nombreuses années. Pour pallier le problème de l'étroitesse de la bande passante des antennes miniatures, une solution consiste en effet à les rendre reconfigurables en fréquence [36]. Aussi, afin de réduire la taille globale des RFFE, améliorer leur performance et baisser leur coût, une première approche vise à réduire le nombre de chaîne en les regroupant par sous bande (LB, MB, HB) [37-39] par le biais des composants accordables (une antenne, un filtre et un amplificateur reconfigurables). La Figure I. 18 représente l'architecture d'un RFFE reconfigurable.

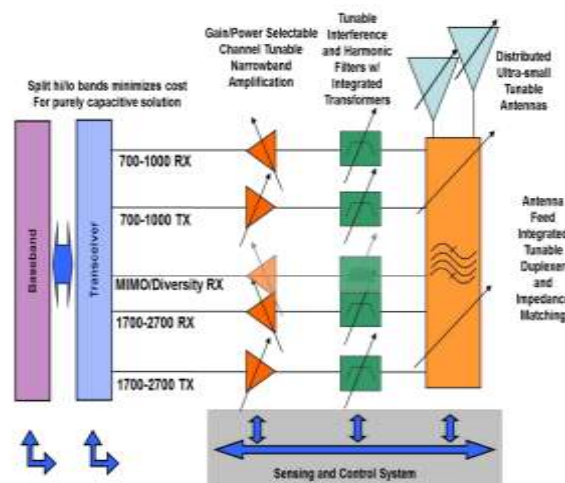


Figure I. 18: Architecture d'un RFFE reconfigurable [38].

Dans notre étude, nous allons nous focaliser sur la voie montante à savoir la chaîne d'émission RF. Pour simplifier l'architecture, un schéma équivalent est présenté dans la Figure I. 19. Avec cette technique, l'antenne et les composants du RFFE sont conçus indépendamment les uns des autres. Le PA et l'antenne sont conçus séparément et optimisés pour être connectés via une impédance réelle commune au niveau de l'interface (généralement 50Ω en microonde). Cette dissociation entre l'antenne et les circuits actifs et passifs du RFFE nécessite souvent l'ajout d'interconnexions et de circuits d'adaptation supplémentaires qui réduisent les performances globales du système en ajoutant des pertes, augmentent sa taille, sa consommation et son coût total. Donc, la future chaîne d'émission RF est composée d'une antenne agile en fréquence et de son circuit d'adaptation (MN), d'un filtre reconfigurable, d'un amplificateur de puissance reconfigurable et de son circuit d'adaptation. L'étage d'adaptation du PA sert à maximiser ses performances. Les pertes de l'étage entre l'antenne et le PA sont de l'ordre de 2 à 6 dB (les filtres accordables ont des pertes entre 1 et 4.3 dB [40-42], des pertes d'interconnexion de 0.5 dB et des pertes dans les réseaux d'adaptation commutables [43-45] de 0.5 à 2 dB).

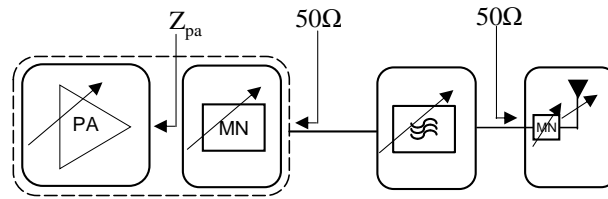


Figure I. 19: Architecture simplifiée d'une chaîne d'émission RF

Dans la perspective d'optimiser les performances du système et de réduire sa taille globale, nous allons utiliser la notion de conception conjointe, dite co-conception. La co-conception est une approche de conception globale d'un système complexe combinant plusieurs expertises scientifiques [46]. Dans notre contexte, la co-conception rassemble les deux spécialités, conception d'antenne et circuit RF, autour d'une problématique commune à savoir l'optimisation des performances, la réduction de taille et de consommation des systèmes RF. Chaque expert présente les compromis et les degrés de libertés permettant d'optimiser son système. Certaines contraintes propres à chaque spécialité sont alors partagées, réparties voir éliminées pour finir par un système global optimisé via un processus de conception détaillé dans le chapitre II (Figure I. 20).

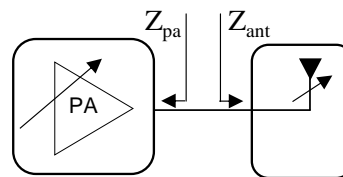


Figure I. 20: La nouvelle approche de la conception conjointe.

Dans cette thèse, nous nous intéresserons à la conception conjointe antenne et amplificateur de puissance. Il s'agit de concevoir une structure antennaire spécifique adapté au développement conjoint d'un amplificateur de puissance réalisé en parallèle par une équipe de conception circuit. Ce module est composé d'une antenne miniature agile en fréquence et d'un amplificateur de puissance reconfigurable multi-bandes multi-modes et devra supporter les contraintes et fonctionnalités standardisées dans la 4G (linéarité, rayonnement parasite hors bande...). Il s'agit notamment de répartir les complexités entre les différents blocs du RFFE.

Dans la suite, nous présentons un état de l'art des techniques de co-conception tant en ce qui concerne la co-conception antennes/circuits passifs que la co-conception antennes/circuits actifs réalisés dans le but d'améliorer les performances globales des RFFE.

3. Etat de l'art sur la co-conception

La co-conception est un facteur clé dans la simplification des frontaux RF, la réduction de leurs tailles et l'optimisation de leurs performances. Dans cette partie nous présentons les perspectives que peut apporter une conception conjointe d'une antenne avec les circuits passifs ou actifs d'un frontal.

3.1. La co-conception antenne/circuits passifs

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les principaux travaux de co-conception d'une antenne avec les circuits passifs à savoir les filtres et les circuits d'adaptation d'un frontal.

3.1.1. La co-conception antenne/filtre

La co-conception antenne/filtre, ou conception d'antenne filtrante, permet la réduction du bruit et des interférences avec les autres systèmes, pour gagner en compacité, et ainsi améliorer l'efficacité globale du système. Des nombreuses études sur la co-conception de l'antenne et les filtres ont été présentées dans la littérature. Nous pouvons distinguer trois grandes catégories d'antennes filtrantes:

- ✓ Intégration du filtre dans l'élément rayonnant,
- ✓ Intégration du filtre au pied de l'antenne,
- ✓ Structures multicouches.

3.1.1.1. Intégration du filtre dans l'élément rayonnant

Cette méthode de conception d'antenne filtrante consiste en l'intégration du filtre à l'intérieur de l'élément rayonnant. Que ce soit pour des structures planaires ou volumiques, le filtre est souvent constitué de fentes insérées dans la géométrie de l'antenne (court-circuit ou circuit ouvert). Elles transforment le court-circuit à leur sommet en une haute impédance au point de l'alimentation de l'antenne ou la haute impédance à leur sommet en une impédance presque nulle au point de l'alimentation, créant ainsi une bande interdite autour de leur fréquence de résonance. Les formes de ces fentes dépendent de la structure de l'antenne sur lesquelles elles sont insérées. Par ailleurs les structures sont simples à fabriquer. Plusieurs exemples apparaissent dans la littérature [47-49] et nous présentons dans cette partie quelques exemples d'intégration de filtres directement sur l'élément rayonnant.

Dans [47] il s'agit d'un monopôle planaire en forme de disque (Figure I. 21-a). Sa taille totale avec le plan de masse est de 32 x 26 mm². La bande de fréquence rejetée liée à la fente en forme de I est entre [3.4 - 4.2 GHz] et celle en forme de U est entre [5.15 - 5.85 GHz]. L'antenne est utilisée pour éliminer les interférences de WiMax, bande C et WLAN (Figure I. 21-b).

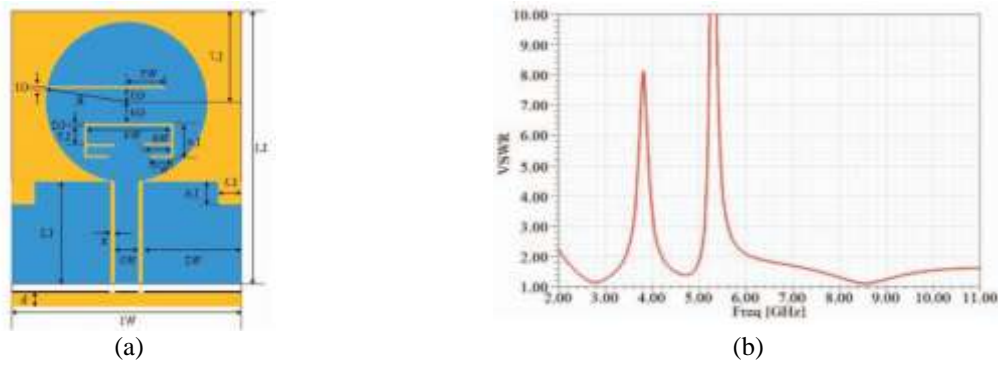


Figure I. 21: Structure du monopôle (a) VSWR de l’antenne proposée (b) [47].

3.1.1.2. Intégration du filtre au pied de l’antenne

Une autre méthode est l’intégration du filtre au pied de l’antenne [50]. Le filtre joue aussi le rôle du réseau d’adaptation. La fonction de filtrage a été conçue en utilisant l’antenne comme dernier résonateur de la chaîne. D’autres travaux suggèrent l’insertion de filtres coupe bande dans l’alimentation de l’antenne [51-53], de fentes et de stubs (Figure I. 22).

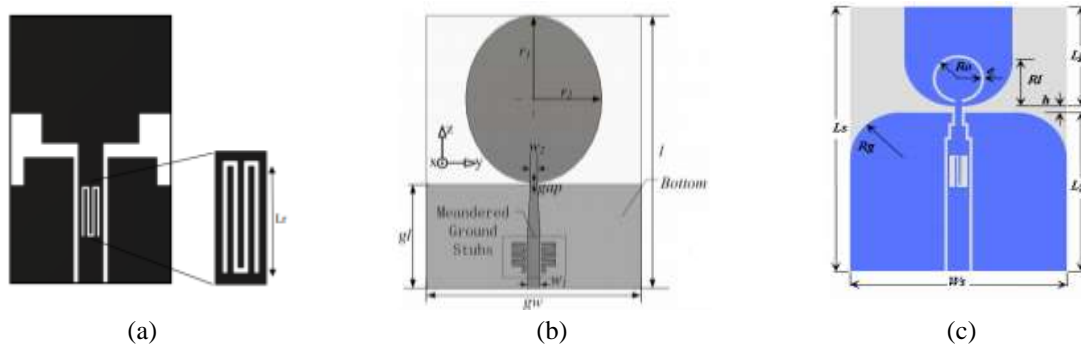


Figure I. 22: Structure d’antenne insérant un filtre coupe bande au niveau du circuit d’alimentation.

L’antenne présentée dans [54] est une antenne large bande type «papillon» alimentée par une ligne coplanaire. C’est une association d’un filtre avec une antenne. Le filtre est imprimé dans l’alimentation de l’antenne, sur le même substrat. L’ensemble est opérationnel entre 2 et 5.4 GHz. Les harmoniques au-delà de 5.4 GHz sont rejetés via l’utilisation du filtre (Figure I. 23).

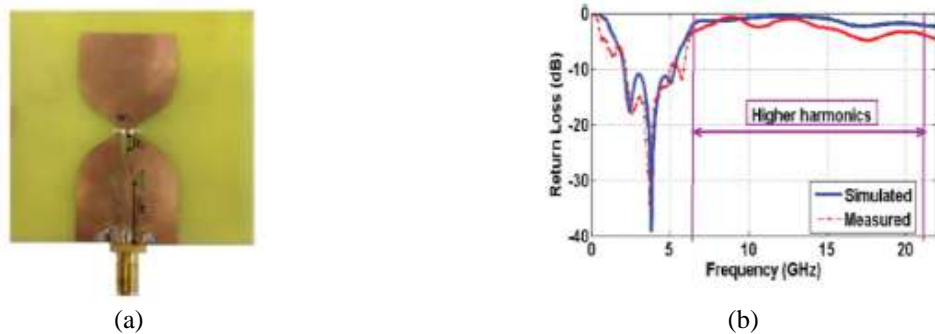


Figure I. 23: Prototype de l’antenne proposée (a) coefficient de réflexion associé (b) [54].

Une autre approche, que Bourtoutian a adoptée dans sa thèse [55], est de co-concevoir une antenne résonante avec un filtre (Figure I. 24-a). L'antenne va se coupler avec les résonateurs du filtre et se comporter comme un résonateur supplémentaire élargissant la bande passante et augmentant la raideur des pentes de rejection du filtre. L'ensemble (filtre/antenne) est de faible dimension $\lambda_0/5 \times \lambda_0/5$. Il s'agit d'un dipôle à brins épais avec un court-circuit entre les deux bras. Le court-circuit permet de réduire les dimensions de l'antenne. Le filtre est utilisé comme adaptateur d'impédance afin d'élargir la bande passante de l'antenne. Le système d'antenne dipôle différentielle filtrante tire profit, d'une part, de la forte résonance introduite par le court-circuit de l'antenne pour renforcer le filtrage en bande basse du dispositif de filtrage passe-bande directement connecté à l'antenne et, d'autre part, de la bande passante du dispositif de filtrage pour mieux adapter l'antenne et élargir sa bande passante (Figure I. 24-b).

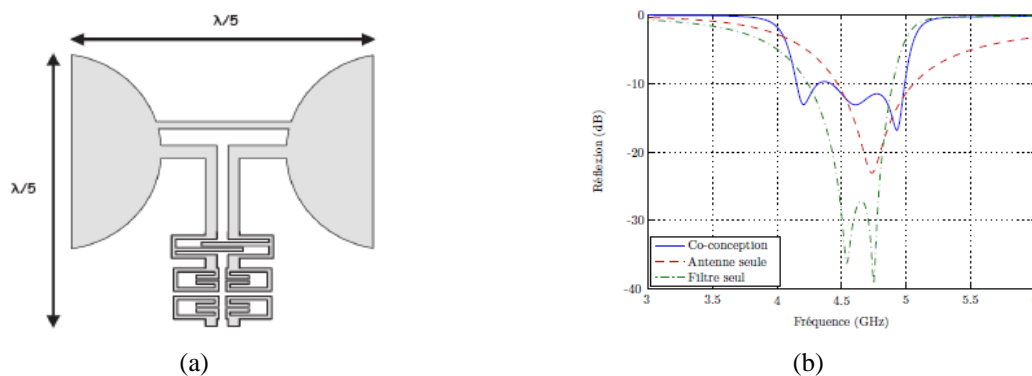


Figure I. 24: Structure de l'antenne filtrante réalisée par l'approche co-conception (a) coefficient de réflexion associé (b) [55].

3.1.1.3. Structure multicouche

Les antennes multicouches offrent un bon compromis puisque les différentes fonctions (antennes et filtres) ne sont pas dans le même plan, elles se perturbent moins. Par ailleurs, cette répartition peut permettre un gain de place important en surface au détriment de l'épaisseur.

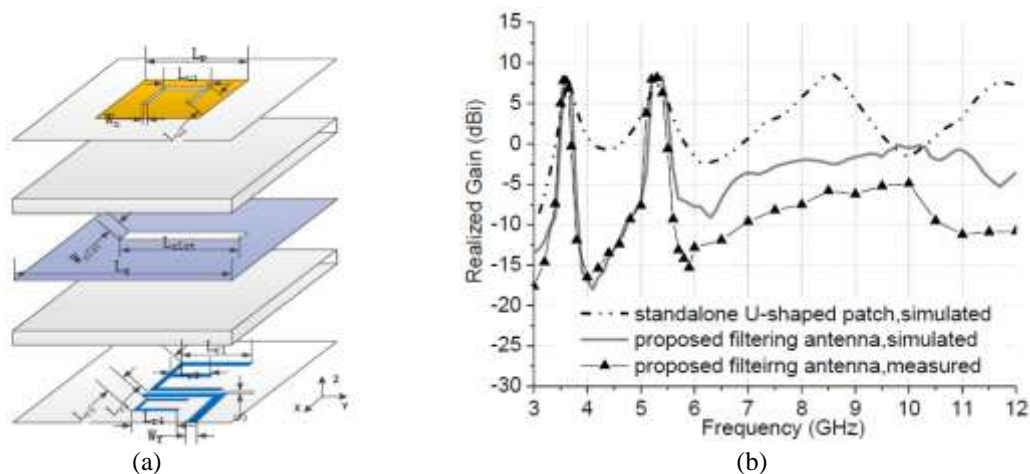


Figure I. 25: Architecture de l'antenne filtrante (a) gain réalisé simulé et mesuré associé (b) [56].

Une structure multicouche a été utilisée pour réaliser une antenne filtrante dans [56]. La structure est composée de deux couches de substrat: une antenne micro ruban avec une fente en U est implémentée sur la couche supérieure du premier substrat, la ligne d'alimentation et le filtre sont intégrés sur la couche inférieure du deuxième substrat (Figure I. 25-a). Le couplage entre ces différents résonateurs, à bandes passantes étroites, a comme effet l'élargissement de la bande passante via une fente gravée sur le plan de masse. Une bonne réjection des harmoniques a été démontrée sur une large bande de fréquence (Figure I. 25-b).

3.1.2. Antenne/circuit d'adaptation

Comme nous l'avons montré pour les antennes miniatures, la réduction en taille se traduit généralement par une adaptation d'impédance délicate, une réduction importante de la bande passante et une diminution de l'efficacité de rayonnement. Afin de corriger la désadaptation, une solution consiste à insérer un dispositif appelé réseau d'adaptation entre l'émetteur-récepteur et l'antenne. Le circuit d'adaptation permet de ramener en sortie de l'émetteur-récepteur une impédance adaptée, ceci quelles que soient les variations de l'impédance ramenée en entrée de l'antenne. Avec un tel circuit, il est possible d'optimiser le transfert de puissance entre le module frontal et élargir la bande passante de l'antenne. Cependant, le réseau d'adaptation occupe un certain volume physique et il possède un facteur de qualité intrinsèque fini, qui va entraîner l'ajout de pertes qui réduisent les performances totale du système.

Pour assurer une adaptation sur 50Ω , un réseau d'adaptation peut être intégré sur la ligne d'alimentation de l'antenne. Une antenne large bande de type « Bowtie » à double polarisation connectée à un Balun (Balanced to unbalanced) a été présentée dans [57] (Figure I. 26-b). Le Balun large bande est utilisé pour transformer l'impédance de l'antenne de 165Ω à 50Ω . La structure complète présente une largeur de bande d'environ 76% pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Plusieurs études de ce type ont été identifiées dans la littérature [58-60].

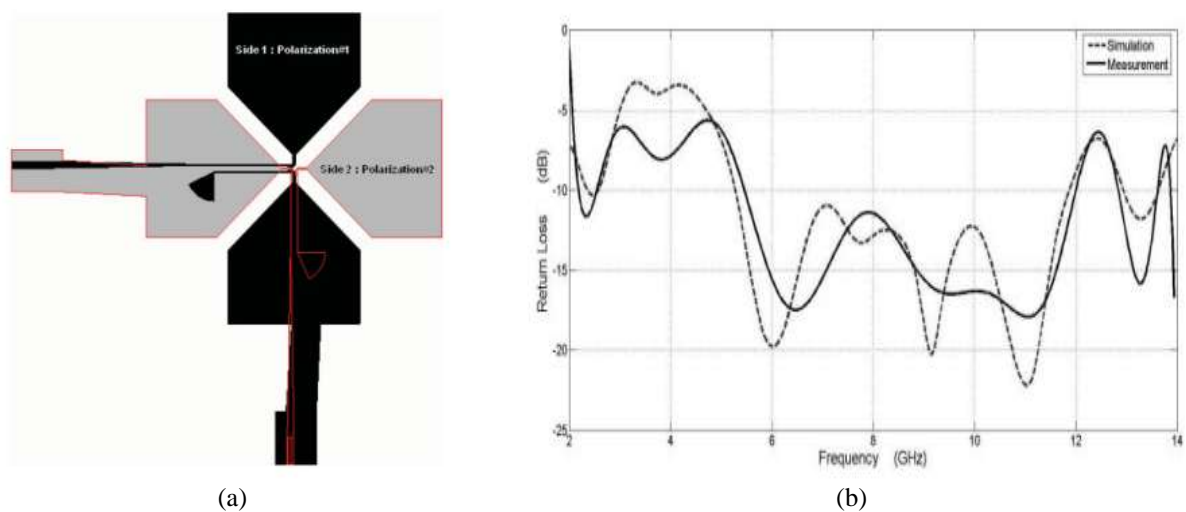


Figure I. 26: Prototype de l'antenne Bowtie à double polarisation(a) coefficient de réflexion associé (b) [57].

3.2. La co-conception antenne/circuits actifs

La technique de co-conception antenne/circuits actifs signifie que les antennes passives et les circuits actifs, sont conçus conjointement sur une même structure. Plusieurs avantages de la co-conception ont été démontrés, l'élargissement de la bande passante, l'agilité, l'intégration et l'amélioration des performances. Dans cette partie nous présentons les perspectives que peuvent apporter une conception conjointe d'une antenne avec les circuits actifs à savoir les amplificateurs de puissance puis les composants agiles de type capacitifs.

3.2.1. La co-conception antenne/amplificateur de puissance

Lorsqu'on souhaite connecter deux blocs radiofréquences ensemble, on utilise typiquement une ligne de propagation, d'impédance caractéristique de 50Ω ou 75Ω . L'approche traditionnelle consiste à optimiser l'antenne pour qu'elle présente une impédance propre de 50Ω et l'amplificateur pour que son impédance de charge soit égale à 50Ω afin de réaliser une adaptation optimale. Dans ce cas, il s'agit de la coadaptation qui permet une intégration de l'antenne au plus proche du circuit imprimé en trouvant un meilleur compromis entre les deux blocs permettant d'améliorer les performances à consommation fixée [61-62]. La co-conception permet une intégration toute en relâchant certaines contraintes notamment sur l'impédance de référence afin d'optimiser les performances totales du système. Peu de travaux ont été menés sur la co-conception antenne/amplificateur. Nous présenterons ici l'état de l'art des travaux réalisés.

3.2.1.1. Chaîne d'émission: co-conception antenne/PA

Exemple 1 : Co-conception antenne/amplificateur pour des applications radar à 80 GHz

Dans cette partie, nous présentons les travaux de Nedjat Demirel [63]. Il présente un système intégré constitué d'un PA associé à une antenne dipôle réalisée sur silicium (Figure I. 27-a).

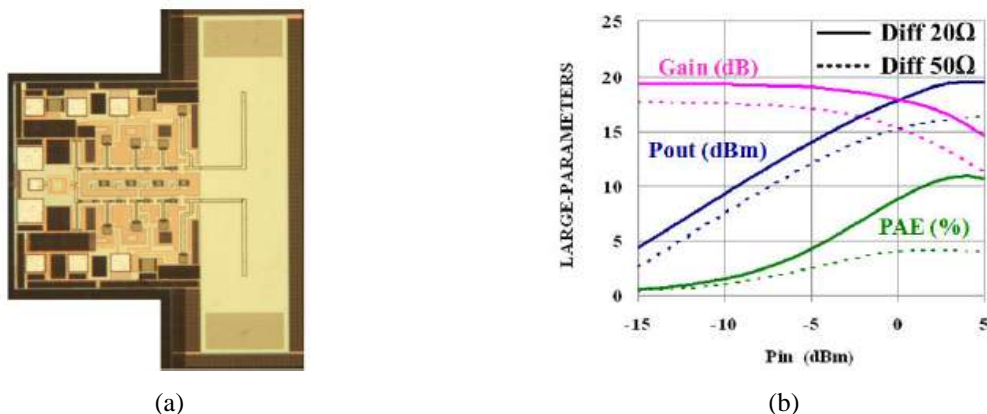


Figure I. 27: Schéma de la co-conception PA/dipôle 20Ω (a) comparaison des résultats en grand signal de la co-simulation PA/antenne dipôle à une impédance d'adaptation de 50Ω et 20Ω (b) [63].

L'impédance du dipôle est égale à l'impédance optimale de charge de l'amplificateur de puissance à savoir 20Ω . L'antenne est à la fois un élément rayonnant et une charge de l'amplificateur permettant d'augmenter son efficacité énergétique. Les résultats obtenus par cette approche sont nettement supérieurs à ceux obtenus lorsque l'on passe par une interface 50Ω , puisque à ces fréquences les lignes rajoutent des pertes. La puissance maximum passe de 16.5 dBm à 19.5 dBm et le rendement, Power Added Efficiency, (PAE) passe de 5% à 11% (Figure I. 27-b).

Exemple 2 : Co-conception antenne/amplificateur à 60 GHz

M. Guzman [64] a étudié une structure intégrée d'un frontal RF basé sur une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHz. Elle est composée d'une fente alimentée par une ligne coplanaire qui présente une impédance de 15Ω avec un PA (Figure I. 28). L'ensemble possède une petite taille de 1 mm^3 et présente des bonnes performances: 5 dBi de gain réalisé et une bande passante de 5 GHz dans la bande de travail.



Figure I. 28: La solution intégrée : vue latérale (a) vue de dessus (b) [64].

Exemple 3 : Co-conception antenne/amplificateur à 2.4 GHz

M. Khoshniat a développé dans [65] un système composé d'un amplificateur classe B avec une antenne micro-ruban à 2.4 GHz (Figure I. 29-a). En effet, l'antenne permet la suppression des harmoniques d'ordre supérieures (deuxième et troisième harmoniques) et présente une impédance différente de 50Ω à la fréquence de travail (Figure I. 29-c). L'impédance d'entrée de l'amplificateur de puissance est de 50Ω et la sortie est adaptée au conjugué de l'impédance de l'antenne à la fréquence fondamentale. Entre le PA et l'antenne, une transformation d'impédance permet une augmentation relative de 5% en PAE par rapport à une configuration avec une antenne sans suppression d'harmoniques (Figure I. 29-b). La même démarche a été adaptée dans [66].



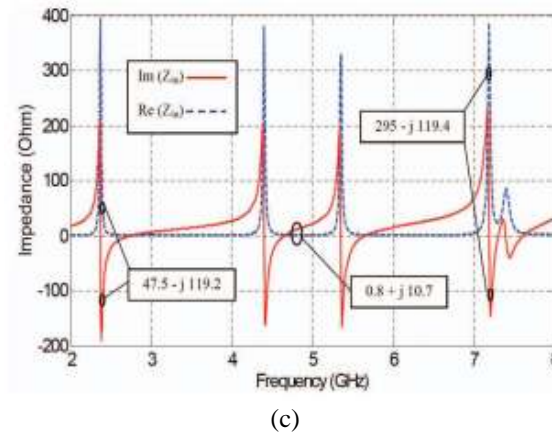


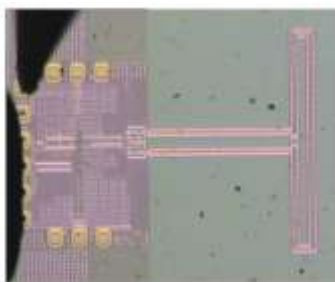
Figure I. 29: Prototype du système intégré (a) PAE de deux systèmes conçus (avec et sans contrôle d'harmoniques) (b) impédance d'entrée de l'antenne avec suppression d'harmoniques (c) [65].

3.2.1.2. Chaîne de réception: co-conception antenne/amplificateur faible bruit (LNA: Low Noise Amplifier)

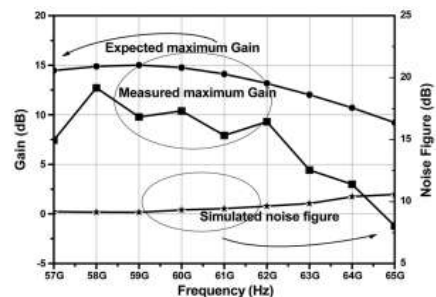
Quelques travaux de co-conception antenne/LNA ont été aussi réalisés [67-69]. L'idée consiste généralement à concevoir l'antenne et le LNA avec des impédances conjuguées. Nous allons détailler ici quelques études.

Exemple 1: Co-conception antenne/LNA à 60 GHz

Jian Zhang présente un module 60 GHz composé d'un LNA intégré avec une antenne dipôle [67] (Figure I. 30-a). L'antenne et l'amplificateur sont conçus de telle sorte qu'ils présentent des impédances conjuguées ($46 + j31 \Omega$ l'antenne et $40 - j34 \Omega$ le LNA) afin d'assurer un transfert maximale d'énergie. Le gain du LNA seul de taille $0.7 \times 0.6 \text{ mm}^2$ est de l'ordre de 10 dB. La puce, résultat de la co-conception LNA/antenne, fait $3 \times 2.8 \text{ mm}^2$ et possède un gain supérieur à 12 dB (Figure I. 30-b).



(a)



(b)

Figure I. 30: Prototype de la puce LNA/antenne (a) les performances du système LNA/antenne (b) [67].

Exemple 2: Co-conception antenne/LNA pour un système ultra large bande

Dans cette étude [69], M. Pelissier a développé un système composé d'un LNA et une antenne ultra large bande (UWB) dans la bande [3.1 -5.1 GHz]. L'auteur de la co-conception a choisi quelque degré de liberté coté amplificateur et pareil coté antenne, pour effectuer la

conception conjointe. Les paramètres d'antenne et du LNA ont été modifiés de manière à obtenir un gain transductique maximal élevé et un facteur de bruit réduit. Il s'agit donc de trouver un compromis entre le gain transductique maximal et une adaptation optimale permettant de l'atteindre. Une augmentation de la valeur maximale du gain de 7 dB ainsi qu'une amélioration de presque 1.5 dB sur le facteur du bruit est notée grâce à l'élimination des composants discrets à faible facteur de qualité. La Figure I.31-a présente une photo des deux antennes actives réalisées et la Figure I. 31-b présente la comparaison des performances de la version 50 Ω avec la version co-conçue.

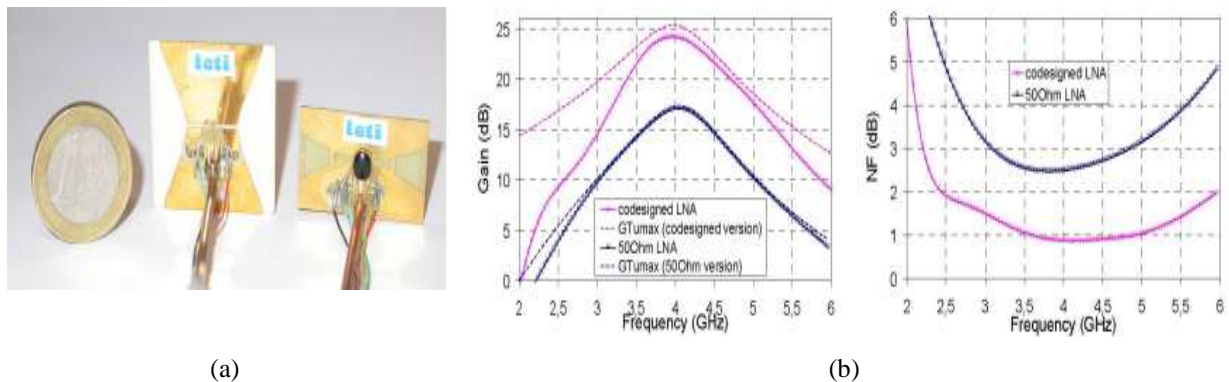


Figure I. 31: Photos de deux antennes réalisées (a) comparaison entre les performances de l'approche 50 Ω et l'approche de la co-conception (b) [69].

3.2.1.3. Récapitulatif de la co-conception antenne/amplificateur de puissance

La co-conception antenne/PA et antenne/LNA n'ont pas les mêmes contraintes. En effet, les contraintes en émission sont plus fortes qu'en réception, notamment le niveau de signaux qui est plus faible du côté LNA qu'au niveau du PA. Dans notre étude, nous nous focalisons sur l'émission et par conséquent la co-conception antenne/PA. Le Tableau I. 4 résume les travaux effectués dans ce contexte.

Tableau I. 4: Récapitulatif des travaux de co-conception antenne/PA.

Travaux	[63]	[64]	[65]
Fréquence f_0	80 GHz	60 GHz	2.4 GHz
P_{out} (dBm)	19.5		12
PAE	11%		6.8%
Impédance (f_0)	20 Ω	15 Ω	47.5- j119.2
Contrôle d'harmoniques	non	non	Suppression des harmoniques

Comme nous avons vu, peu de travaux ont été menés sur la co-conception antenne/PA et de moins en moins vers les basses fréquences (<2 GHz). La linéarité de l'amplificateur n'a pas été abordée dans ces travaux malgré qu'elle représente un facteur important pour le fonctionnement du PA. En effet, le comportement non linéaire du PA fait apparaître des harmoniques supérieures qui vont impacter ses performances. Ainsi, le réglage de ces harmoniques semble très intéressant bien qu'il n'a pas été traité dans la littérature.

3.2.2. La co-conception antenne/composants agiles

Pour contourner le problème de l'étroitesse de la bande passante des antennes miniatures, une solution consiste à rendre ces antennes reconfigurables en intégrant un composant agile sur leur structure: c'est ce qu'on appelle la co-conception antenne/composants agiles. On peut distinguer trois types de reconfigurabilité: reconfiguration en fréquence, reconfiguration du rayonnement (diagramme), reconfiguration de la polarisation et toute combinaison des trois configurations précédentes. Dans la suite nous nous intéressons à la reconfigurabilité fréquentielle puisqu'elle résout en partie notre problématique de bande passante limitée. Nous exposons la définition des antennes agiles en fréquence et les composants les plus répandus permettant de rendre une antenne compacte agile en fréquence.

3.2.2.1. Définition d'une antenne agile en fréquence

Une antenne agile ou reconfigurable en fréquence est une antenne dont la bande de fonctionnement peut être réglée sur une certaine plage de fréquence. La reconfiguration en fréquence recouvre différentes fonctionnalités: le changement de fréquence de fonctionnement, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence. La reconfiguration peut être obtenue par diverses approches. Certaines techniques ont recours à l'ajout des composants localisés agiles permettant ainsi le rallongement des longueurs électriques, d'autres s'appuient sur une altération mécanique de la structure constituant l'antenne [70-71], tandis que d'autres utilisent des substrats dont les propriétés sont accordables [72]. Nous allons ici détailler les techniques qui s'inscrivent dans le contexte de la co-conception antenne/composants agiles se basant sur l'ajout d'éléments agiles.

3.2.2.2. Composants agiles de commutation

3.2.2.2.1. Diodes PIN

Les commutateurs à diode PIN sont les commutateurs radiofréquences les plus répandus. Commercialisée depuis la fin des années 1950, 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 élevées supérieures au kW, à des fréquences beaucoup plus basses. Elles présentent des tensions de commande peu élevées (de l'ordre d'un volt) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 30 mW.

M. Abou Al-alaa présente dans [73] une antenne PIFA composée de trois portions de patch rectangulaires et 5 diodes PIN pour les relier. L'élément rayonnant est de taille électrique $\lambda_0/7 \times \lambda_0/7.7$ à 900 MHz (Figure I. 32). Selon le nombre de diodes activées l'antenne résonne à 810 MHz, 850 MHz, 1.47 GHz, 2.45 GHz, 2.62 GHz et 3.35 GHz. Les efficacités de rayonnement sont 51%, 52%, 63%, 59% 82% et 98.5% respectivement.

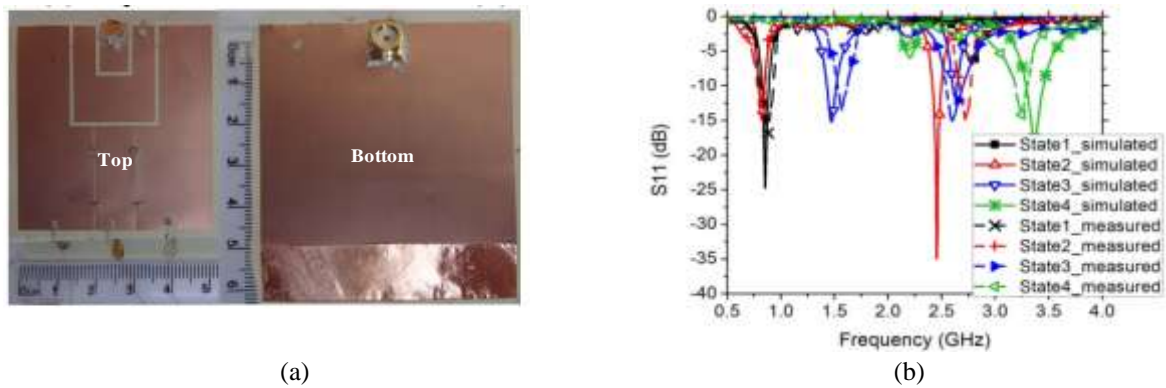


Figure I. 32: Antenne PIFA proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne pour différents états de diode, simulation et mesure (b) [73].

3.2.2.2. Commutateurs MEMS

Les MEMS (Micro Electro Mechanical System) sont des dispositifs électromécaniques de taille micrométrique. Les commutateurs MEMS radiofréquences utilisent un mouvement mécanique qui permet d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert. Ils ont l'avantage d'avoir une très faible consommation électrique et de faibles pertes d'insertion à l'état passant, de l'ordre de 0.1 dB au-delà de 40 GHz [74]. Un inconvénient est qu'une tension élevée est nécessaire à leur commande.

Un exemple d'antenne utilisant des MEMS est proposé dans [75]. L'antenne présentée est une antenne PIFA qui intègre deux RF MEMS afin de changer sa longueur électrique. L'élément rayonnant est de taille électrique $\lambda_0/8.3 \times \lambda_0/19.5$ à 1.1 GHz. La réponse de l'antenne varie entre 1.4 et 1.1 GHz (Figure I. 33).

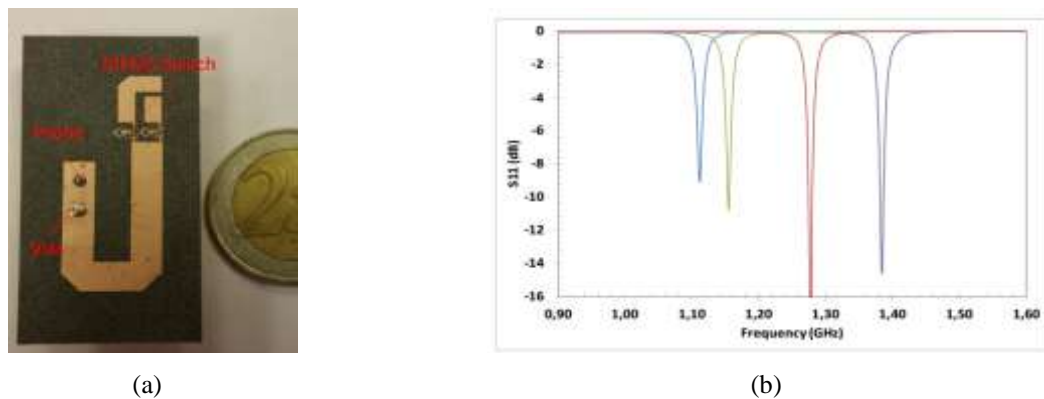


Figure I. 33: Prototype de l'antenne PIFA (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [75].

3.2.2.3. Capacités variables

3.2.2.3.1. Diode varactor

Les varactors sont des capacités variables 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.4) où C_0 est la capacité pour une tension nulle, ϕ est le potentiel de la jonction PN en volts et γ est un paramètre caractérisant la jonction. Il est à noter que la

diode varactor possède une résistance série ESR 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 .

$$C(v) = \frac{C_0}{(1 + v/\phi)^\gamma} \quad (I.4)$$

Dans [76], les auteurs présentent une antenne boucle gravée dans le plan de masse alimentée par une ligne microruban et chargée par deux varactors (Figure I. 34-a). Les valeurs de capacité varient entre 0.14 pF et 2.1 pF pour une tension de contrôle entre 0 V et 20 V. L'antenne couvre la bande 1.97 – 3.97 GHz et possède un gain de 3.5 dBi à 3.7 GHz (Figure I. 34-b).

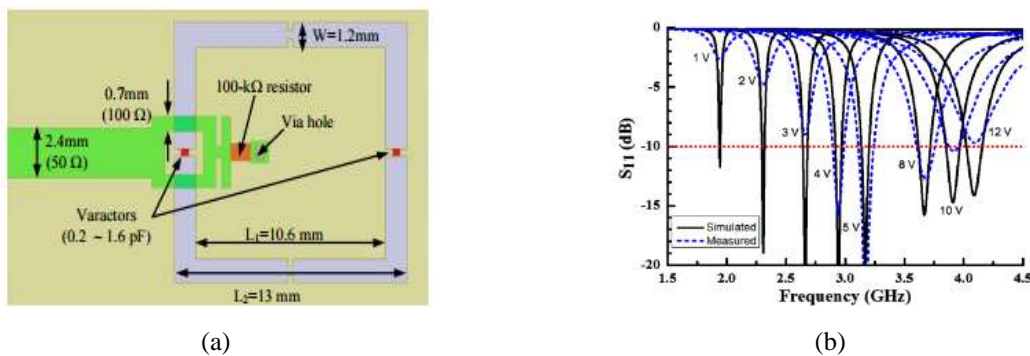


Figure I. 34: Structure de l'antenne proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [76].

3.2.2.3.2. Capacités variables MEMS

Les structures MEMS sont généralement constituées d'un réseau de capacités commutées par des micro-commutateurs MEMS. La plage de variation de capacité de ce type de dispositif, dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Un exemple de structure à 5 bits a été proposé par Goldsmith et Al et est basé 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 [77].

Nous présentons un exemple d'antenne monopôle connectée à une capacité MEMS conçue par S. Caporal Del Barrio et al. [78]. L'élément rayonnant est de taille électrique $\lambda_0/100 \times \lambda_0/25 \times \lambda_0/83$. Les valeurs du MEMS utilisé varient entre 0.1 et 4 pF avec une résolution de 62 fF. La fréquence de résonance passe de 900 MHz à 600 MHz et l'efficacité de rayonnement est entre 16% et 31% (Figure I. 35). Cette antenne couvre les bandes basses du LTE.

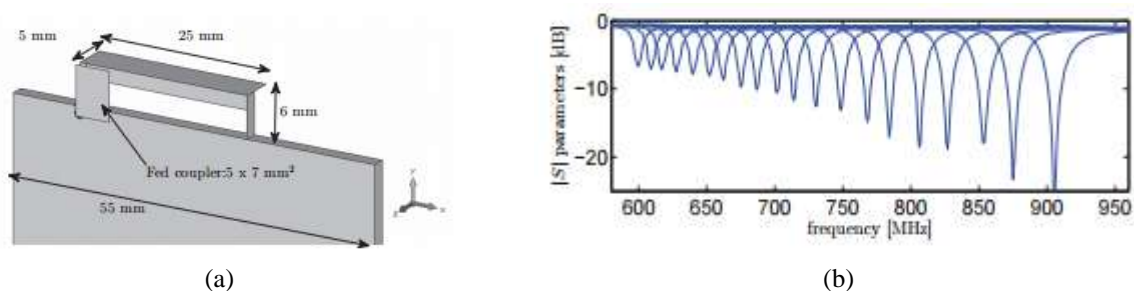


Figure I. 35: Schéma de l'antenne proposée (a) coefficients de réflexion de l'antenne (b) [78].

3.2.2.3.3. Capacités variables BST

Les capacités BST sont des structures accordables réalisées en Titanate de Barium Strontium et contrôlées par une tension de polarisation U_{bias} . 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 (épaisseur $\leq 1 \mu\text{m}$) de ce matériau sont:

- Permittivité relative: $\epsilon_r = 350$ à 1GHz,
- Tangente de perte: $\text{tg}\delta \leq 0.02$,
- Accordabilité de 60% sous 400KV/cm à 1GHz.

Deux topologies de capacités BST sont possibles : géométrie coplanaire et géométrie MIM (Métal – Isolant – Métal). La géométrie MIM permet d'estimer une accordabilité plus élevée que la géométrie coplanaire. Un des inconvénients des capacités BST est la linéarité [79]. Dans [80], les auteurs présentent une antenne fil-plaque agile intégrant une capacité à base de BST. Pour une tension de polarisation entre 0 et 120 V, la capacité varie de 40% entre 11 à 13 GHz et 28% entre 2-3GHz. L'antenne couvre la bande WiFi avec une efficacité supérieure à 70%.

3.2.2.3.4. Capacités variables SOI

Les capacités accordables intégrées sur Silicium sur isolant (SOI: Silicon On Insulator) sont appelées DTC (Digitally Tunable Capacitor). Elles sont commandées numériquement. Un DTC est formé d'un réseau de capacité commuté via des transistors. Le nombre des transistors dépend de la tenue en puissance exigée. Le chapitre IV détaille leur architecture et les règles de conception.

Huy Trinh a présenté dans [81] une antenne compacte agile qui intègre un DTC. La capacité varie entre 0.6 pF et 4.6 pF avec un TR (Tuning Ratio est le rapport entre les valeurs maximale et minimale) de 7.7 et un facteur de qualité de 30 pour la capacité minimale à une fréquence de 500 MHz. L'élément rayonnant est de taille électrique $\lambda_0/12.5 \times \lambda_0/50 \times \lambda_0/83$. L'antenne adresse les fréquences élevées (DCS/PCS, UMTS, LTE 1800/2600 et 3.5 GHz). La reconfigurabilité permet de couvrir la totalité des bandes LTE 600/700 et prévoit les nouvelles attributions attendues pour les communications 5G (Figure I. 36). En bandes basses, l'antenne couvre la voie montante ou la voie descendante et le maximum de l'efficacité totale varie entre 35% et 79%.

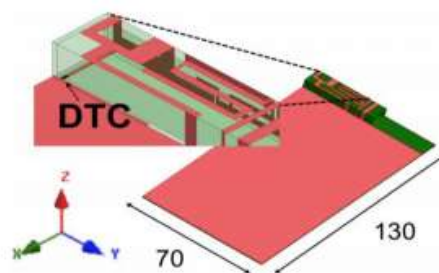


Figure I. 36: Structure de l'antenne proposée avec le DTC [81].

3.2.2.3.5. Récapitulatif des capacités variables

Afin de choisir la technologie des capacités agiles que nous allons utiliser, le Tableau I. 5 permet de synthétiser et comparer les différentes technologies de composants existants selon différents critères.

Tableau I. 5: Comparaison entre les différentes technologies de capacités variables.

Paramètres clés	Silicium		III/V [84]	MEMS RF [85]	BST [86]
	DTC SOI/SOS [82]	Varactor [83]			
Tuning Ratio TR	Élevé	Moyen	Élevé	Élevé	Moyen
Facteur de qualité	+	+	++	+++	+
Tension d'alimentation	++	+	+	--	--
Tenue en puissance	+	--	+	+++	++
Linéarité	++	-	++	+++	-
Coût	++	++	--	-	+
Taille du package	Petite	Petite	Petite	Grande	Grande

Les diodes varactors ne sont pas retenues car pour couvrir une bande large (il faut une forte excursion capacitive), elles nécessitent une variation de tension élevée (une tension de 27 V pour obtenir 0.6 pF). De plus, elles ne sont pas assez linéaires à une forte puissance. Les capacités commutées en technologie III/V n'ont pas été retenues car leur coût de fabrication demeure élevé. Quant aux capacités réalisées en matériau BST, elles ont un problème de linéarité, leur IP3 (third-order intercept point) est de l'ordre de 32 dBm. Les composants MEMS, en raison de leur fonctionnement mécanique, ont une vitesse de commutation faible par rapport à d'autres composants. Le meilleur compromis semble donc être le DTC. De plus, dans le cadre de la collaboration entre les concepteurs d'antennes et les concepteurs de circuits RF, nous avons investigué l'utilisation des capacités réalisées au CEA-LETI.

4. Démarche et organisation du mémoire de thèse

Après avoir détaillé le besoin d'optimiser les performances RF, réduire le coût, la consommation et les dimensions des RFFE et d'antennes, un inventaire des principales solutions de miniaturisation d'antennes et d'exemples de co-conception ont été proposés. La miniaturisation des antennes seule n'est pas une solution permettant d'atteindre nos objectifs. La co-conception est une approche qui permet d'envisager des solutions aux limitations imposées par la miniaturisation des antennes. Elle vise à concevoir conjointement les éléments du RFFE. La co-conception d'une antenne compacte agile en fréquence avec un amplificateur de puissance reconfigurable adressant les bandes basses du standard LTE est l'objectif final de cette thèse.

Pour adresser ce sujet de co-conception, la démarche consiste à procéder en plusieurs étapes. La première étape s'intéresse à la co-conception d'une configuration simple bande

d'une antenne avec un amplificateur de puissance. Il s'agit de concevoir conjointement une antenne passive avec un PA simple bande, le PA voit directement l'impédance d'entrée de l'antenne qui correspond à l'impédance optimale de l'amplificateur permettant de maximiser ses performances. Compte tenu du fonctionnement grand signal du PA, l'ajustement de l'impédance de charge présentée aux fréquences harmoniques d'ordre supérieure permet de maximiser son rendement énergétique et la linéarité. La conception conjointe permet de répartir la complexité entre les différents blocs. Dans une seconde étape et dans le même contexte de co-conception, nous introduisons la co-conception antenne/composants agiles afin d'introduire l'agilité sur l'antenne et atteindre l'objectif final à savoir la conception conjointe d'une antenne compacte agile avec un amplificateur reconfigurable en fréquence. Pour se faire, en première approche, nous allons étudier les antennes compactes agiles en fréquence adaptées sur 50Ω pour des terminaux mobiles couvrant les bandes basses du LTE et vérifier leurs conformités de performances aux spécificités du standard.

Traditionnellement, ce type de travail est réalisé par des experts issus, soit d'une équipe de concepteurs antenne, soit d'une équipe de concepteurs de circuit RF. Une nouveauté dans notre étude consiste à mener le travail conjointement entre ces deux équipes du CEA-LETI, le laboratoire antennes et propagation et couplage inductif (LAPCI) et le laboratoire Architectures Intégrées Radiofréquences (LAIR). Deux thèses ont donc été engagées en parallèle dans chaque équipe: E. Ben Abdallah en LAPCI et D. Nicolas en LAIR. Ce travail est donc le fruit d'une collaboration entre ces deux laboratoires et d'un partage des problématiques. Nous avons essayé de partager les différentes contraintes technologiques, architecturales et systèmes entre le circuit actif (PA, DTC) et l'antenne. Un organigramme illustrant les échanges entre les deux équipes est représenté dans la Figure I. 37.

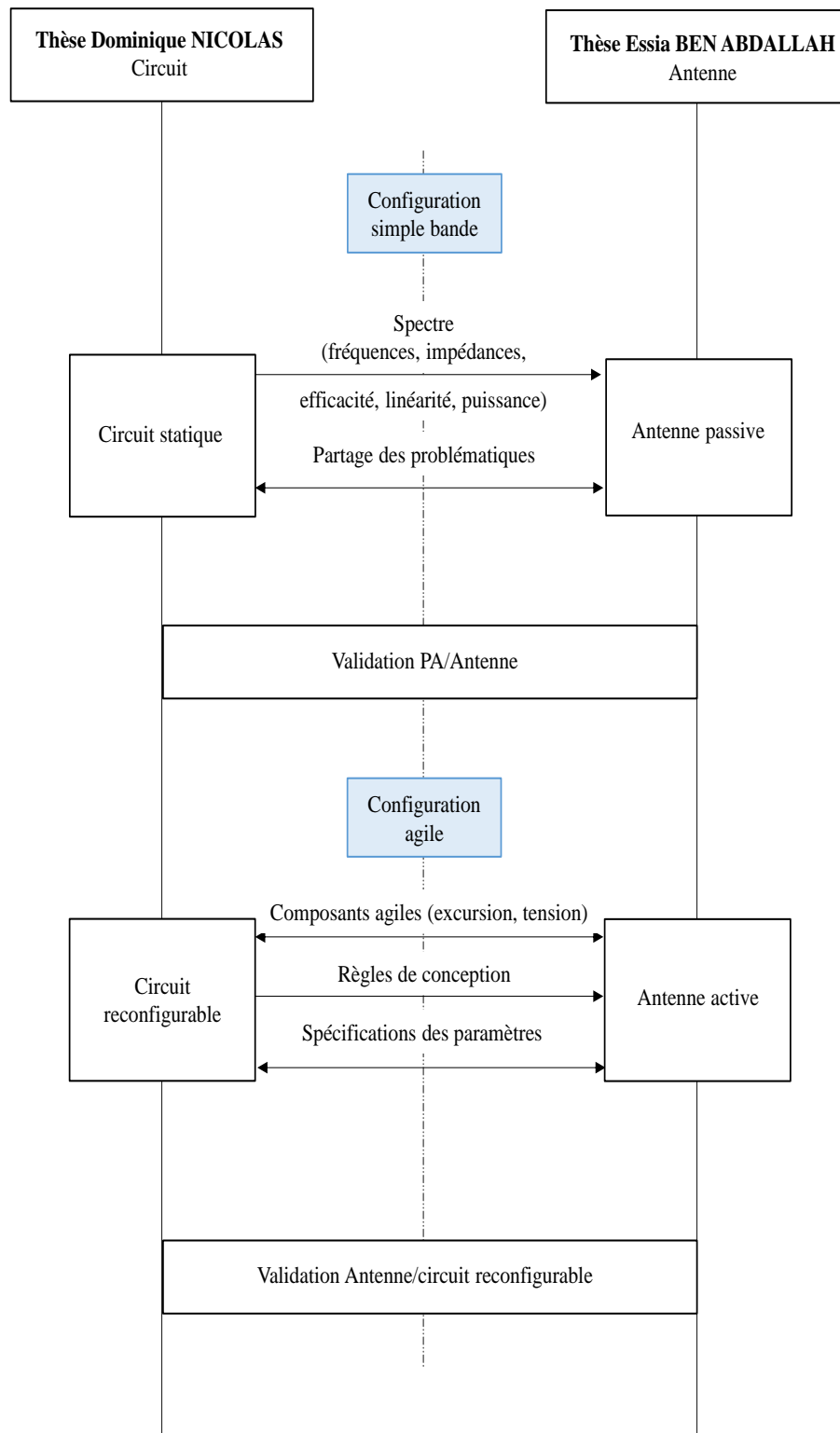


Figure I. 37: Organisation du travail.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les évolutions des standards de communications et les différentes modifications apportées aux frontaux RF en partant des systèmes 2G jusqu'à ceux 4G. Ce progrès est accompagné d'une complexité croissante, un système encombrant. La contrainte d'intégration et de consommation demeurent très importantes.

Les antennes miniatures sont indispensables à la réduction de taille des systèmes RF des terminaux. Une définition de ces antennes ainsi que les différentes techniques de miniaturisation ont été exposées. Les limites fondamentales de ce type d'antenne ont démontré que la miniaturisation poussée telle que nécessaire en bandes basses entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement.

La solution retenue à ce problème est la conception conjointe des différents blocs du RFFE, dont le but est de concevoir conjointement une antenne agile en fréquence avec un amplificateur multi-bandes multi-modes. Afin d'étudier cette approche, deux grands axes de recherche ont été suivis dont le point commun est la co-conception : la co-conception d'une configuration statique antenne/PA afin de montrer l'apport de cette approche et la co-conception antenne/composant agile pour introduire l'agilité.

Pour finir, une revue de l'existant a permis d'identifier les techniques utilisées, de situer ces solutions à l'aide de différentes métriques (taille, excursion, rendement....) et d'identifier leurs limites (pas d'étude de linéarité, négliger l'impact des harmoniques..).

Références du chapitre I

- [1]: J. Korhonen, Introduction to 3G Mobile Communications, Artech House Inc., 2001.
- [2]: T. Halonen, J. Romero, J. Melero, GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS, second edition, Wiley.
- [3]: David Vye, "The Economics of Handset RF Front-end Integration", Microwave Journal.
- [4]: Harri Holma and Antti Toskala, WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications, Third Edition, Wiley.
- [5]: <http://www.triquint.com/applications/mobile-devices/3g-wcdma-wgprs-wedge>
- [6]: Mudit Ratana Bhalla, Anand Vardhan Bhalla, "Generations of Mobile Wireless Technology: A Survey", International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 5– No.4, August 2010.
- [7]: http://www.eyrolles.com/Chapitres/9782212129908/Chap-1_Wolff.pdf
- [8]: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/10.03.00_60/ts_136101v100300p.pdf
- [9]: <http://blog.thiga.fr/innovation-digitale/mobile-mieux-comprendre-les-frequences-et-les-technologies/>.
- [10]: T. Zahariadis, D. Kazakos, "(R)Evolution oward 4G Mobile Communication Systems", IEEE Wireless Communications 10(4):6 - 7 · September 2003.
- [11]: S. Caporal Del Barrio, A. Tatomirescu, G. F. Pedersen and A. Morris, "Novel Architecture for LTE World-Phones," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, no. , pp. 1676-1679, 2013.
- [12]: <http://www.triquint.com/applications/mobile-devices/4g-lte#page-tabs=0&block-diagram-tabs=3>
- [13]: <http://www.fujitsu.com/us/semiconductors/semi-wireless/products/>.
- [14]: Apple iPhone 6 A1549 LTE/WCDMA/CDMA/GSM Smartphone Basic Product Teardown Report.
- [15]: C. X. Wang et al., "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks," in IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 2, pp. 122-130, February 2014.
- [16]: Harri Holma, Antti Toskala, Pablo Tapia. HSPA+ Evolution to Release 12: Performance and Optimization, Chapter 14, Multimode Multiband Terminal Design Challenges. s.l. : Wiley & Sons, September 2014. ISBN: 978-1-118-50321-8.
- [17]: H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas", Proc. IRE, Vol. 35, pp. 1479 – 1484, Dec. 1947.
- [18]: R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas", Proceedings of the IEEE, vol.69, n°2, February 1981, pp. 170-182.
- [19]: 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.
- [20]: L. J.Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.

- [21]: 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.
- [22]: 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.
- [23]: 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.
- [24]: 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.
- [25]: 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.
- [26]: 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.
- [27]: 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.
- [28]: P. Li, K. L. Lau and K. M. Luk, "Wideband folded shorted patch antenna with low profile," in *Electronics Letters*, vol. 41, no. 3, pp. 112-113, 3 Feb. 2005.
- [29]: Y. J. Wang, W. J. Koh, J. H. Tan, P. T. Teo, P. C. Yeo, and C. K. Lee, "A compact and broadband microstrip patch antenna," in *IEEE Radio and Wireless Conference*, 2001. RAWCON 2001, 2001, pp. 219 –222.
- [30]: M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor, and C. A. Zorman, "Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines," in 2008 *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 731–734.
- [31]: 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.
- [32]: 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.
- [33]: 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.
- [34]: 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.
- [35]: Y. Dong and T. Itoh, "Metamaterial-Based Antennas," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2271-2285, July 2012.

- [36]: Del Barrio, S.C.; Pelosi, M.; Pedersen, G.F., "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.
- [37]: H. Obiya et al., "A new tunable RF front-end circuit for advanced 4G handsets," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-3.
- [38]: A. S. Morris, "Reconfigurable solutions for mobile device RF front-ends," *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, 2015 IEEE 15th Topical Meeting on, San Diego, CA, 2015, pp. 63-66.
- [39]: J. E. Mueller et al., "Requirements for reconfigurable 4G front-ends," *Microwave Symposium Digest (IMS)*, 2013 IEEE MTT-S International, Seattle, WA, 2013, pp. 1-4.
- [40]: J. R. Mao, W. W. Choi, K. W. Tam, W. Q. Che and Q. Xue, "Tunable Bandpass Filter Design Based on External Quality Factor Tuning and Multiple Mode Resonators for Wideband Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2574-2584, July 2013.
- [41]: X. Luo, S. Sun and R. B. Staszewski, "Tunable Bandpass Filter With Two Adjustable Transmission Poles and Compensable Coupling," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2003-2013, Sept. 2014.
- [42] H. Zhu and A. Abbosh, "Compact tunable bandpass filter with wide tuning range of centre frequency and bandwidth using coupled lines and short-ended stubs," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 8, pp. 863-870, 6 5 2016.
- [43]: A. Wiens *et al.*, "Tunable in-package impedance matching for high power transistors based on printed ceramics," *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*, Paris, 2015, pp. 1236-1239.
- [44]: A. Wiens *et al.*, "Tunable impedance matching networks on printed ceramics for output matching of RF-power transistors," *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*, Rome, 2014, pp. 496-499.
- [45]: S. A. Figur, V. Ziegler, F. van Raay, R. Quay and L. Vietzorreck, "RF MEMS variable matching networks for multi-band and multi-mode GaN power amplifiers," *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2013 European*, Nuremberg, 2013, pp. 324-327.
- [46]: <http://www.jinnove.com/Actualites/Co-conception-co-design-l-utilisateur-final-source-d-innovation>.
- [47]: S. Li, Y. Mao and W. Yu, "A novel dual notched UWB antenna for wireless body area network," 2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES), Honolulu, HI, 2016, pp. 1-2.
- [48]: M. Mehranpour, J. Nourinia, C. Ghobadi and M. Ojaroudi, "Dual Band-Notched Square Monopole Antenna for Ultrawideband Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, no. , pp. 172-175, 2012.
- [49] M. Ojaroudi, N. Ojaroudi and N. Ghadimi, "Dual Band-Notched Small Monopole Antenna With Novel Coupled Inverted U-Ring Strip and Novel Fork-Shaped Slit for UWB Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, no. , pp. 182-185, 2013.

- [50]: G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas and M. Pitschi, "SAW filter solutions to the needs of 3G cellular phones," *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, Phoenix, AZ, USA, 2001, pp. 351-354 vol.1.
- [51]: P. C. Kalaria and M. V. Kartikeyan, "Modified CPW fed band-notched ultra-wideband antenna," *Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2011 IEEE, Kolkata, 2011, pp. 1-4.
- [52]: Y. F. Weng, S. W. Cheung and T. I. Yuk, "Band-notched characteristic using meandered ground stubs for compact UWB antennas," *2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Nanjing, 2010, pp. 1-4.
- [53]: Jing Jiao, Hong-wei Deng and Yong-jiu Zhao, "Compact ultra-wideband CPW monopole antenna with dual band-notched," *Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on*, Kunming, 2008, pp. 263-266.
- [54]: L. Damaj, X. Begaud and A. C. Lepage, "Wideband antenna with wideband harmonic suppression using non-uniform defected ground structure," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2012 15th International Symposium on, Toulouse, 2012, pp. 1-4.
- [55]: R. Bourtoutian, "Objets Communicants: Miniaturisation des Frontaux RF par Co-Conception", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2009.
- [56]: C. X. Mao; S. Gao; Y. Wang; B. Sanz-Izquierdo; Z. Wang; F. Qin; Q. X. Chu; J. Li; G. Wei; J. Xu, "Dual-Band Patch Antenna with Filtering Performance and Harmonic Suppression," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [57]: M. Vahdani and X. Begaud, "Wideband integrated CPS-fed dual polarized quasi bowtie antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, p. 2130–2136, 2009.
- [58]: J. Thaysen, K. Jakobsen and J. Appel-Hansen, "Characterisation and optimisation of a coplanar waveguide fed logarithmic spiral antenna," *Antennas and Propagation for Wireless Communications, 2000 IEEE-APS Conference on*, pp. 25-28, 2000.
- [59]: M. Vahdani and X. Begaud, "Wideband integrated feeding system for a dual polarisation sinuous antenna," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 11, pp. 1704-1713, November 2010.
- [60]: S. Koziel, S. Ogurtsov, W. Zieniutycz and A. Bekasiewicz, "Design of a Planar UWB Dipole Antenna With an Integrated Balun Using Surrogate-Based Optimization," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, no. , pp. 366-369, 2015.
- [61]: Muhammad, S.A.; Guzman, J.P.; Ney, M.; Person, C.; Pilard, R.; Kerherve, E.; Demirel, N., "System in-Package solution with Dielectric Resonator Antenna and Power Amplifier for a 60 GHz high data-rate transmitter," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, vol., no., pp. 2820,2823, 8-12 April 2013.
- [62]: A. Bondarik et al., "Microstrip antenna array integrated with 60 GHz band CMOS injection locked power amplifier," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, 2016, pp. 1-4.
- [63]: N. Demirel et al., "Codesign of a PA–Antenna Block in Silicon Technology for 80-GHz Radar Application," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 60, no. 4, pp. 177-181, April 2013.

- [64]: J. P. Guzman et al., "Silicon integrated dielectric resonator antenna solution for 60GHz front-end modules," Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2012 IEEE 12th Topical Meeting on, Santa Clara, CA, 2012, pp. 53-56.
- [65]: A. Khoshniat and R. Baktur, "A linearly polarized active integrated square microstrip patch antenna," Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on, Spokane, WA, 2011, pp. 3082-3084.
- [66]: Younkyu Chung et al., "AlGaIn/GaN HFET power amplifier integrated with microstrip antenna for RF front-end applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 2, pp. 653-659, Feb 2003.
- [67]: J. Zhang, G. Goussetis, L. Richard, G. Huang, V. Fusco and F. Dielacher, "Low Noise Amplifier With Integrated Balanced Antenna for 60 GHz Wireless Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 6, pp. 3407-3411, June 2014.
- [68]: R. Pilard, D. Gloria, F. Giancesello, F. Le Penec and C. Person, "94 GHz silicon co-integrated LNA and Antenna in a mm-wave dedicated BiCMOS technology," 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Anaheim, CA, 2010, pp. 83-86.
- [69]: M. Pelissier, "Développement d'architecture et de fonctions RF avancées pour la réception de signaux Ultra Large Bande dans les applications à basse consommation," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [70]: Ruvio, G.; Ammann, M.J.; Zhi Ning Chen, "Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.55, no.6, pp.1760, 1767, June 2007.
- [71]: 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.
- [72]: Castro-Vilaro, A.M.; Solis, R.A.R., "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.
- [73]: M. Abou Al-alaa, H. A. Elsadek, E. A. Abdallah and E. A. Hashish, "PIFA frequency reconfigurable antenna," 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis, TN, 2014, pp. 1256-1257.
- [74]: Rebeiz G.M, Muldavin J.B., "RF MEMS switches and switch circuits", IEEE Microwave Magazine, pp. 59 - 71, December 2001.
- [75]: G. Chaabane, C. Guines, M. Chatras, V. Madrangeas and P. Blondy, "Reconfigurable PIFA antenna using RF MEMS switches," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [76]: 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.
- [77]: Goldsmith C.L., Malczewski A., Yao Z.J., Chen S., Ehmke J., and Hinzl D.H., "RF MEMS Variable Capacitors for Tunable Filters", Int. Journal of RF and Microwave, Computer-Aided Engineering, pp. 362- 374, June 1999.

- [78]: 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.
- [79]: C. Huang, K. Buisman, L. K. Nanver and L. C. N. de Vreede, "The state-of-the-art of RF capacitive tunable components (Invited)," Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), 2010 10th IEEE International Conference on, Shanghai, 2010, pp. 619-622.
- [80]: M. Rammal et al., "BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna," 2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Cocoa Beach, FL, 2016, pp. 44-47.
- [81]: L. H. Trinh, F. Ferrero, L. Lizzi, R. Staraj and J. M. Ribero, "Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, no. , pp. 1297-1300, 2016.
- [82]: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>.
- [83]: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/infineon/1-bb837_bb857series.pdf
- [84]: http://www.sony.net/Products/SCHP/cx_news_archives/img/pdf/vol_57/cxg1400_05xr.pdf#page=1
- [85]: <http://www.wispry.com/products.php>.
- [86]: http://www.researchandmarkets.com/research/zxbd53/_paratek_bst

Chapitre II: Etude de l'Amplificateur de Puissance pour la Co-conception

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les évolutions des standards de communications avec les différentes contraintes associées notamment la multiplication des chaînes RF. Chaque chaîne est dédiée à un standard, ce qui n'est pas optimale ni du point de vue du coût, ni de l'encombrement. Afin d'optimiser les performances et la consommation du transmetteur radiofréquence, une solution retenue dans ces travaux de recherche est la conception conjointe des différents blocs du RFFE afin de partager les contraintes. Nous allons aborder deux problématiques: la co-conception antenne/amplificateur de puissance et la co-conception antenne/composant actif.

Ce chapitre a pour objectif d'investiguer la co-conception d'une antenne avec un amplificateur de puissance. Il s'agit ici d'étudier le PA utilisé lors de la co-conception. Pour se faire, nous allons présenter tout d'abord les caractéristiques des amplificateurs, avec en particulier les différentes distorsions engendrées par les non linéarités de ce dernier. Une description détaillée d'une méthode de caractérisation de circuits non linéaires appelée «load pull» sera ensuite abordée. Cette méthode permettra de déterminer les impédances de charge/source optimales du PA afin de maximiser le transfert d'énergie entre ce dernier et la charge.

La co-conception de l'amplificateur et de l'antenne vise à supprimer le réseau d'adaptation d'impédance entre ces deux entités et donc de connecter directement le PA à l'antenne. Ainsi, une dernière partie sera consacrée à l'étude du comportement de l'amplificateur en réponse à la variation du profil d'impédance de l'antenne. On détaillera les spécifications de l'antenne co-conçue avec le PA.

Dans cette étude, nous n'introduisons pas de contraintes systèmes puisque nous ne présentons ici qu'une preuve de concept et une étude de faisabilité.

1. Spécification d'un amplificateur de puissance

Un amplificateur de puissance est un élément crucial des systèmes de communication RF. Il permet d'augmenter la puissance du signal RF de l'émetteur à un niveau suffisant pour que le signal propagé soit correctement reçu au niveau du récepteur. Notre objectif dans cette section est de présenter les paramètres importants qui définissent les performances d'un amplificateur de puissance RF [1].

1.1. Paramètres d'un amplificateur de puissance

1.1.1. Puissance

La Figure II. 1 est une schématisation d'un amplificateur de puissance, où une source d'entrée est supposée générer un signal RF à la fréquence f_0 .

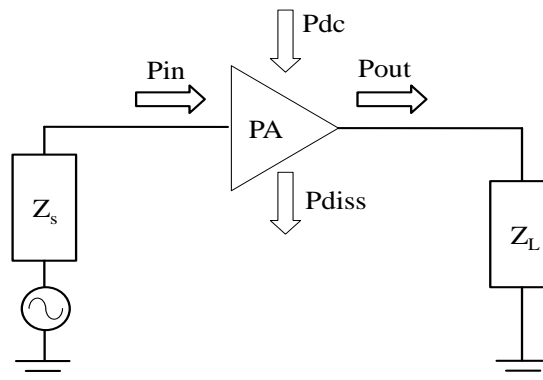


Figure II. 1 : Bilan de puissance d'un PA.

Les différentes puissances mises en jeu sont représentées :

- P_{in} : Puissance acceptée à l'entrée de l'amplificateur,
- P_{out} : Puissance de sortie de l'amplificateur,
- P_{dc} : Puissance continue fournie par l'alimentation,
- P_{diss} : Puissance dissipée par effet joule, $P_{diss} = P_{in} + P_{dc} - P_{out}$,
- Z_s : Impédance interne du générateur,
- Z_L : Impédance de la charge en sortie du PA.

Les puissances d'entrée et de sortie sont définies par les formules données ci-dessous:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_{in} \cdot \operatorname{conj}(I_{in})) \quad (\text{II.1})$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_{out} \cdot \operatorname{conj}(I_{out})) \quad (\text{II.2})$$

V_{in} et I_{in} sont la tension et le courant à l'entrée du PA,
 V_{out} et I_{out} sont la tension et le courant à la sortie du PA.

1.1.2. Gain

Le gain en puissance correspond au facteur d'amplification d'un signal d'entrée sur la charge en sortie du PA. La définition la plus utilisée du gain en puissance est le gain transducique G_T défini par:

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{disponible}} \quad (\text{II.3})$$

$P_{disponible}$ est la puissance délivrée par le générateur, elle est égale à P_{in} lorsque l'impédance d'entrée de l'amplificateur est parfaitement adaptée à l'impédance de source ($Z_{in}=Z_s^*$).

Le gain en puissance opérant (ou gain en puissance) est le rapport de la puissance P_{out} à la puissance présente à l'entrée de l'amplificateur P_{in} .

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (\text{II.4})$$

1.1.3. Rendement

L'autonomie limitée des terminaux mobiles requiert des amplificateurs de puissance ayant le maximum d'efficacité et consommant le moins possible à leur puissance moyenne de fonctionnement. C'est pourquoi le rendement est un paramètre critique dans un PA. Deux définitions de rendement existent: le rendement en puissance (η), le rendement en puissance ajoutée (PAE).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (\text{II.5})$$

Cette définition est basée sur l'idée qu'un amplificateur de puissance est essentiellement un convertisseur de puissance d'une entrée DC vers une sortie RF. Cette définition de rendement ne prend pas en compte la puissance RF apportée à l'entrée du PA. La notion de rendement en puissance ajoutée a donc été introduite pour pallier ce manque.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_m}{P_{dc}} = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G_p}\right) \quad (\text{II.6})$$

1.2. Linéarité

La linéarité d'un amplificateur correspond à sa capacité à garder son gain constant quel que soit le niveau d'entrée. Nous analysons son comportement non linéaire avec trois types d'excitation : signal mono porteuse (CW : Continuous Wave), signal 2 tons et signal modulé en amplitude/phase.

1.2.1. Caractérisation mono porteuse (CW)

En présence d'un signal CW, la caractéristique $P_{out} = f(P_{in})$ présente trois comportements du PA suivant le niveau de P_{in} (Figure II. 2): le fonctionnement linéaire, la zone de compression et la zone de saturation.

- La zone linéaire est caractérisée par une proportionnalité entre les signaux d'entrée et de sortie. Le coefficient de proportionnalité est le gain de l'amplificateur.
- La seconde zone correspond à la région de compression de l'amplificateur, où le gain de l'amplificateur n'est plus proportionnel et commence à diminuer avec la puissance d'entrée. Dès lors, des non-linéarités apparaissent. Deux informations supplémentaires sont souvent fournies: la puissance à 1dB de compression ($P_{in\ 1dB}$) et/ou la puissance à 3dB de compression ($P_{in\ 3dB}$). Ce sont deux paramètres de base pour caractériser la linéarité du PA.
- La dernière zone est la zone de saturation. L'amplificateur atteint la valeur maximale de puissance qu'il est capable de délivrer, qui est sa puissance de saturation P_{Sat} .

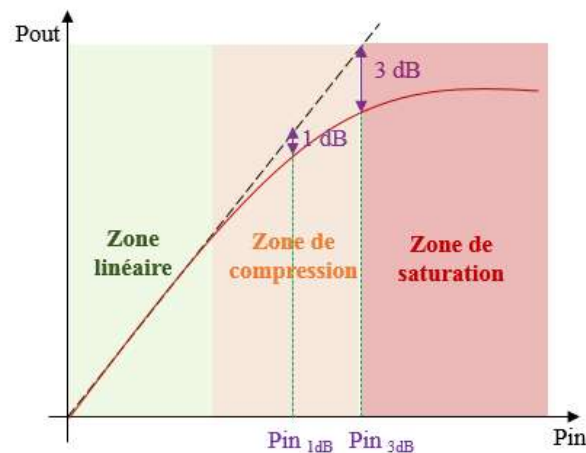


Figure II. 2 : Représentation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur de puissance.

Considérons le signal d'entrée de l'amplificateur $x(t)$:

$$x(t) = a \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{II.7})$$

Généralement trois termes suffisent pour décrire le comportement non-linéaire d'un amplificateur de puissance. Le signal à la sortie du PA, $y(t)$, s'écrit de la manière suivante :

$$y(t) = b_0 + b_1 a \cos(2\pi f_0 t) + b_2 a^2 \cos^2(2\pi f_0 t) + b_3 a^3 \cos^3(2\pi f_0 t) \quad (\text{II.8})$$

$$y(t) = \left[b_0 + \frac{b_2 a^2}{2} \right] + \left[b_1 a + \frac{3b_3 a^3}{4} \right] \cos(2\pi f_0 t) + \frac{b_2 a^2}{2} \cos(2 \cdot 2\pi f_0 t) + \frac{b_3 a^3}{4} \cos(3 \cdot 2\pi f_0 t)$$

L'équation (II.8) met en évidence l'apparition d'une composante DC ainsi que des fréquences harmoniques à la sortie du PA comme illustré dans la Figure II. 3

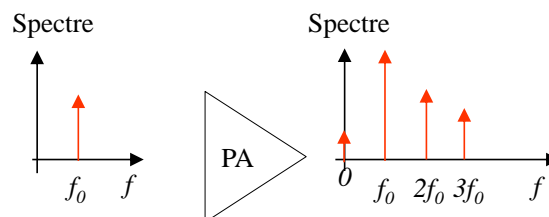


Figure II. 3 : Distorsion par l'apparition des fréquences harmoniques.

L'excitation avec un signal CW 1-ton ne permet pas de caractériser complètement la distorsion de l'amplificateur. Il est nécessaire d'étudier sa réponse en présence de signaux à deux tons.

1.2.2. Caractérisation avec un signal à deux tons (intermodulation)

Le signal d'excitation est constitué de deux fréquences f_1 et f_2 relativement proches, autour de f_0 , sous la forme ci-dessous:

$$x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (\text{II.9})$$

À la sortie du PA, il apparaît non seulement les signaux amplifiés à ces mêmes fréquences, mais également des porteuses indésirables aux harmoniques de f_1 et f_2 ainsi qu'aux combinaisons linéaires de f_1 et f_2 : $m f_1 \pm n f_2$, appelées produits d'intermodulation d'ordre $n + m$.

Le spectre de sortie d'un PA est illustré dans la Figure II. 4. En effet, lorsque l'amplificateur est linéaire, le signal de sortie correspond à ces deux signaux amplifiés aux mêmes fréquences d'entrée. Lorsque le PA est non linéaire, cette figure met en évidence l'importance des produits d'intermodulation d'ordre 3: $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$. Le point important est que, si la différence entre f_1 et f_2 est faible, alors ces deux raies sont dans la bande de l'amplificateur, ce qui entraîne des distorsions dans le signal utile.

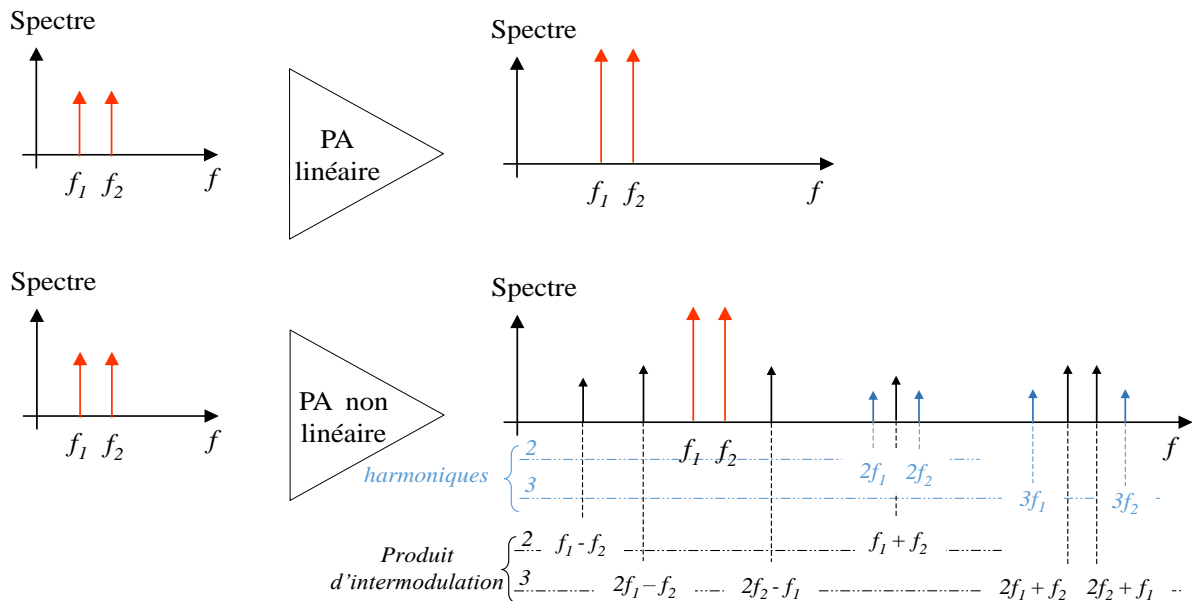


Figure II. 4 : Représentation simplifiée d'un phénomène non linéaire pour un signal deux tons.

Les critères qualitatifs de linéarité de l'amplificateur sont définis en terme de rapports notés C/I_p entre la puissance de la raie spectrale correspondant à la porteuse utile (de fréquence f_1 ou f_2) noté «C» et la puissance de la raie spectrale correspondant à un produit d'intermodulation de fréquence $m f_1 \pm n f_2$, avec la relation $m + n = p = 3; 5; 7$. Le rapport C/I_3 (Carrier to Inter modulation Ratio d'ordre 3) notée dans la suite IMD3 est défini comme étant le rapport entre les puissances de la raie à la fréquence f_1 ou f_2 et de la raie d'intermodulation

respectivement à la fréquence $2f_1 - f_2$ ou $2f_2 - f_1$. Le rapport C/I_3 est défini comme étant le rapport entre les puissances de la raie à la fréquence f_1 ou f_2 et de la raie d'intermodulation respectivement à la fréquence $3f_1 - 2f_2$ ou $2f_2 - 3f_1$. La Figure II. 5 montre la courbe de l'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la puissance d'entrée RF. Le point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3) est l'intersection de cette courbe et de la puissance fondamentale.

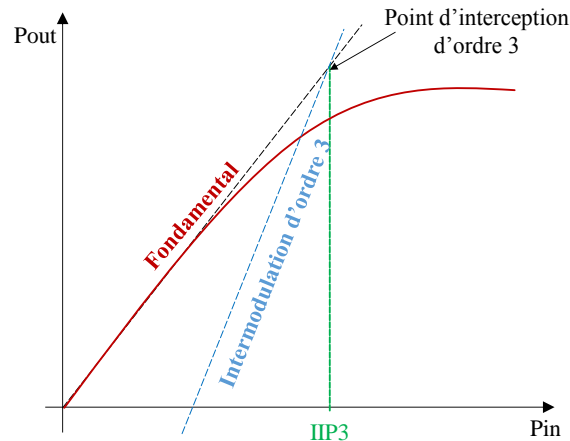


Figure II. 5 : Représentation graphique du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3).

1.2.3. Caractérisation avec un signal modulé

Bien que les analyses mono porteuses et deux tons permettant de caractériser les non linéarités de l'amplificateur de puissance, elles sont insuffisantes pour caractériser la distorsion de l'amplificateur en présence de signaux à modulation complexe. Pour quantifier ce phénomène, trois paramètres sont communément utilisés: l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), l'EVM (Error Vector Measurement) et le NPR (Noise Power Ratio).

L'ACPR est défini par le rapport des puissances dans le canal considéré (B_0) et celles dans ses canaux adjacents (B_1 et B_2); Figure II. 6.

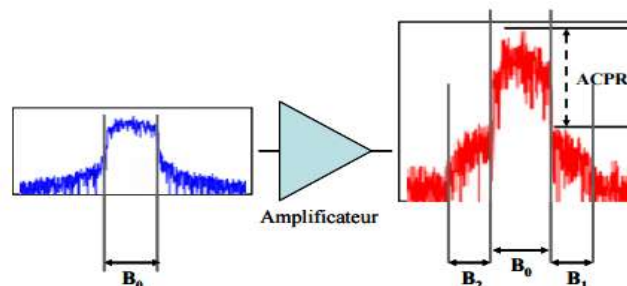


Figure II. 6 : Illustration des conditions de caractérisation de l'ACPR.

L'EVM représente la différence entre le symbole démodulé réel après amplification et le symbole tel qu'il aurait dû être si le système était parfaitement linéaire et sans dispersion (Figure II. 7). L'EVM est un vecteur dans le plan I-Q entre le point de constellation idéal et le point reçu par le récepteur.

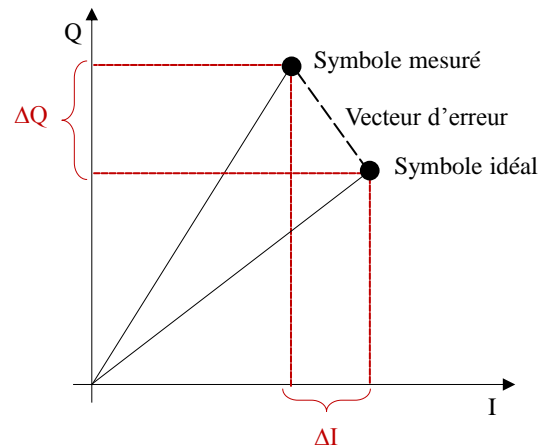


Figure II. 7 : Mesure du Vecteur d'erreur.

Le NPR est égal au rapport entre la puissance moyenne utile dans le canal principal ($BW_{portuses}$) et la puissance moyenne apparue au milieu du canal principal (BW_{trou}) générée par les non linéarités, comme le montre la Figure II. 8.

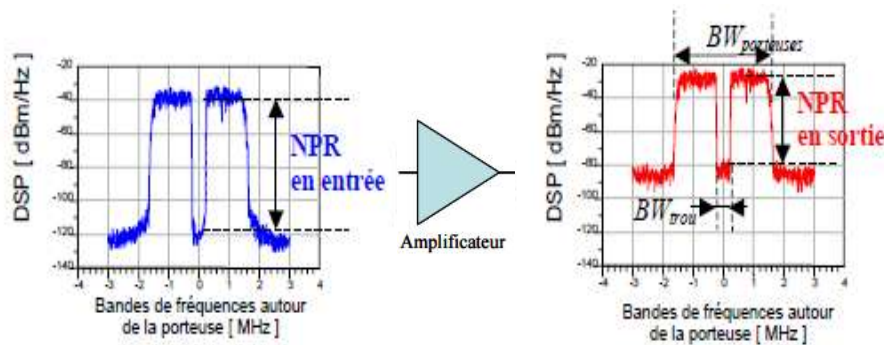


Figure II. 8 : Dégradation du NPR à travers un amplificateur de puissance.

2. Caractérisation de l'amplificateur de puissance utilisé

L'amplificateur de puissance utilisé dans notre étude s'inscrit dans le cadre de la collaboration entre les deux laboratoires de concepteurs d'antenne et de circuit. Le PA est réalisé dans le laboratoire LAIR et fonctionne à 900 MHz pour des applications LTE. Il est conçu en technologie SOI CMOS avec un dispositif de puissance LDMOS [2]. Dans la suite, toutes les simulations sont réalisées avec la plateforme de simulation des circuits/systèmes RF ADS (Agilent Technologies).

Le schéma général d'un amplificateur radiofréquence est donné Figure II. 9 [3].

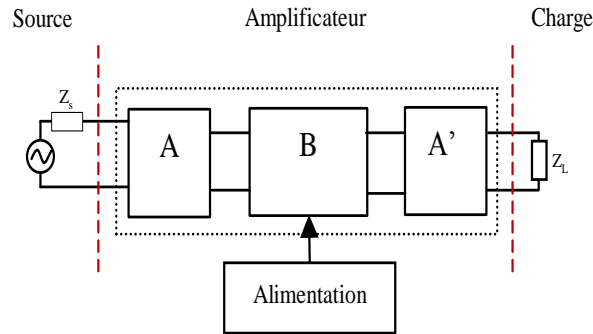


Figure II. 9 : Configuration d'un amplificateur [3].

Dans ce schéma, A et A' sont les deux réseaux d'adaptation d'impédance, B est l'élément amplificateur, Z_L est l'impédance de la charge et Z_s est l'impédance de la source.

Un tel amplificateur est optimisé si le transfert de puissance est maximal, d'une part entre la source et le transistor et d'autre part entre le transistor et la charge. Généralement, cette optimisation est assurée par les réseaux d'adaptation. Ils adaptent les impédances d'entrée et de sortie aux impédances internes du transistor; c'est-à-dire $Z_L = Z_{out}^*$ et $Z_s = Z_{in}^*$ (Z_{in} et Z_{out} sont les impédances d'entrée et de sortie du transistor). Alors, l'optimisation du PA consiste avant tout à, déterminer les impédances de charge et de source qui permettront de satisfaire au mieux ses performances électriques.

Deux modes de fonctionnement sont possibles. Si le transistor fonctionne dans un régime linéaire, le régime petit signal suffit. Au contraire, si le fonctionnement du transistor est non linéaire nous parlons du régime grand signal.

2.1. Régime petit signal

En petit signal, les impédances Z_s et Z_L sont facilement calculable à partir des paramètres Y_{ij} et S_{ij} du transistor [3].

$$\operatorname{Re}(Y_L) = \frac{1}{2\operatorname{Re}(Y_{11})} \left(\left(\begin{array}{c} (2\operatorname{Re}(Y_{11})\operatorname{Re}(Y_{22}))^2 \\ -\operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21}) \end{array} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (\text{II.10})$$

$$\operatorname{Im}(Y_L) = -\operatorname{Im}(Y_{22}) + \frac{\operatorname{Im}(Y_{12}Y_{21})}{2\operatorname{Re}(Y_{11})} \quad (\text{II.11})$$

$$\operatorname{Re}(Y_s) = \frac{1}{2\operatorname{Re}(Y_{22})} \left(\left(\begin{array}{c} (2\operatorname{Re}(Y_{11})\operatorname{Re}(Y_{22}))^2 \\ -\operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21}) \end{array} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (\text{II.12})$$

$$\operatorname{Im}(Y_s) = -\operatorname{Im}(Y_{11}) + \frac{\operatorname{Im}(Y_{12}Y_{21})}{2\operatorname{Re}(Y_{22})} \quad (\text{II.13})$$

Y_s et Y_L sont les inverses de Z_s et Z_L .

2.2. Régime grand signal

En grand signal, ce calcul n'est plus valable car le fonctionnement du transistor est non linéaire et on ne peut pas définir les paramètres Y_{ij} . Ces impédances sont déterminées comme étant celles qui permettent une optimisation des performances (puissance, rendement,...) du transistor et sont généralement obtenues à l'aide de la technique «load pull». C'est la méthode utilisée dans ce travail pour déterminer les impédances optimales Z_L et Z_s .

2.2.1. Méthode « load pull »

La méthode de caractérisation de circuits non linéaires «load pull» repose sur un principe simple: le composant à tester est considéré comme une «boîte noire» et aucune information concernant les caractéristiques géométriques ou physiques n'est nécessaire. La technique consiste à étudier, pour une fréquence et une puissance d'entrée données, le comportement du transistor lorsqu'on fait varier l'impédance de charge et/ou source présentée à sa sortie et/ou son entrée. Il s'agit de déterminer l'impédance complexe de charge et/ou de source optimisant un ou des paramètres "grand signal" de l'amplificateur (PAE, gain, P_{out} ,...) [4]. Avec cette technique, l'optimisation des impédances aux harmoniques est possible.

Dans notre étude, nous nous intéressons à l'interface entre l'amplificateur de puissance et l'antenne, entre autre à l'impédance Z_L . Dans la suite nous allons déterminer Z_L à la fréquence fondamentale ainsi qu'aux harmoniques d'ordre supérieure.

2.2.1.1. Description de la méthode « load pull »

Comme mentionné précédemment, l'amplificateur utilisé dans cette étude fonctionne à 900 MHz pour des applications LTE. La technique utilisée dans ces travaux est illustrée sur le diagramme de la Figure II. 10. Les impédances de charge du PA devront satisfaire au mieux les performances électriques suivantes : $PAE \geq 40\%$ ce qui correspond à l'efficacité des amplificateurs LTE d'aujourd'hui et $IMD3 \leq -30$ dBc qui correspond au produit d'intermodulation équivalent pour un spectre LTE.

Cette méthode est itérative. Tout d'abord, deux impédances fixes sont appliquées à la deuxième et à la troisième harmonique. L'amplitude et la phase de la charge présentée au circuit à f_0 sont variables. Après avoir déterminé $Z_{Lopt}(f_0)$, cette valeur optimale est fixée et la même procédure sera appliquée pour trouver l'impédance optimale à $2f_0$ et à $3f_0$. Après avoir identifié $Z_{Lopt}(2f_0)$ et $Z_{Lopt}(3f_0)$, les mêmes itérations sont effectuées de nouveau car la modification de l'impédance initiale à une autre valeur peut changer le résultat de la méthode «load pull».

Les simulations sont faites en présentant deux tons de fréquences en entrée du dispositif de test. Cela permet de caractériser les phénomènes de distorsions fréquentielles pour respecter les spécificités de la norme LTE. Les raies de fréquences sont choisies à $f_1=897.5$ MHz et $f_2=902.5$ MHz. L'espacement utilisé pour ces tests est de 5 MHz qui correspond à une largeur d'un canal autorisé par la norme LTE. En bande basse le plus large canal est de 10 MHz, la bande opérateur (illustré dans le chapitre I).

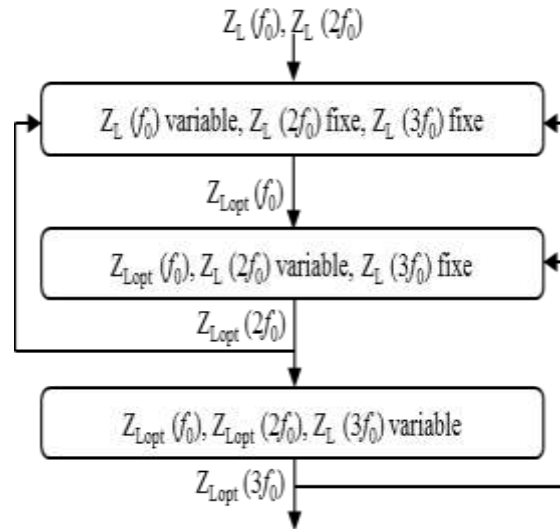


Figure II. 10 : Méthode de calcul des impédances de charge optimales.

2.2.1.2. Résultats de la méthode « load pull »

2.2.1.2.1. Efficacité et linéarité

La première étape consiste à étudier l'effet de la variation de l'impédance à la fréquence fondamentale sur l'efficacité et l'IMD3. La Figure II. 11 présente la réponse du PA en termes du PAE, IMD3 gauche noté (IMD3 low) et celui droite noté (IMD3 high) suite à la variation de l'amplitude (mGLf0) et de la phase (pGLf0) du coefficient de réflexion $\Gamma_L(f_0)$.

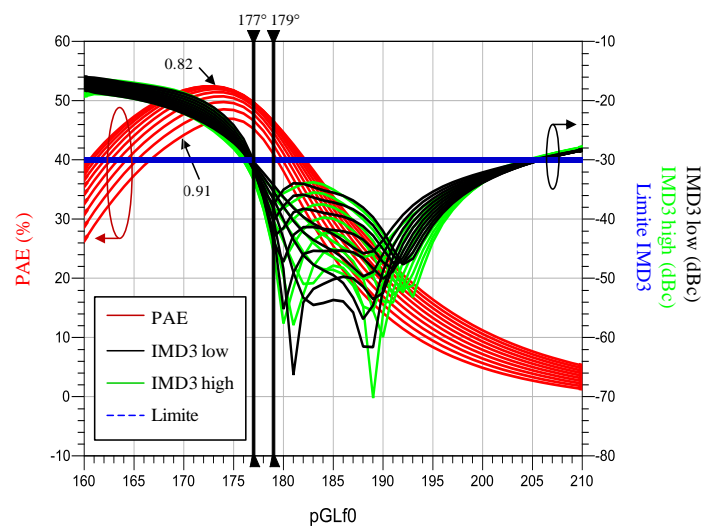


Figure II. 11 : PAE, IMD3 low et IMD3 high en fonction de $\Gamma_L(f_0)$.

La linéarité correspond à un IMD3 de -30 dBc et un PAE de 40%. L'amplitude varie entre 0.01 et 0.99 et la phase de 1° à 359° . Pour mGLf0 entre 0.82 et 0.91 et pGLf0 entre 177° et 179° , les spécifications du PA mentionnées au départ sont remplies. Ces résultats sont obtenus pour une configuration d'impédance statique aux harmoniques d'ordre supérieure.

On rappelle la relation entre le coefficient de réflexion en sortie et l'impédance équivalente:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (\text{II.14})$$

Avec:

Z_0 : l'impédance de normalisation 50Ω ,

Z_L : Impédance équivalente,

Γ_L : Coefficient de réflexion.

Ensuite, l'impédance $Z_L(f_0)$ est fixée à $2.9 + j 0.4 \Omega$ ($\Gamma_L(f_0) = 0.89/179^\circ$) tandis que l'amplitude (mGL2f0) et la phase (pGL2f0) du coefficient de réflexion de charge à $2f_0$ sont balayées entre 0.95 et 0.99 et de 160° à 210° , respectivement. La Figure II. 12 représente la réponse de l'amplificateur à la variation de $\Gamma_L(2f_0)$. L'axe des abscisses est pGL2f0 et la superposition de ces courbes représente la variation de mGL2f0.

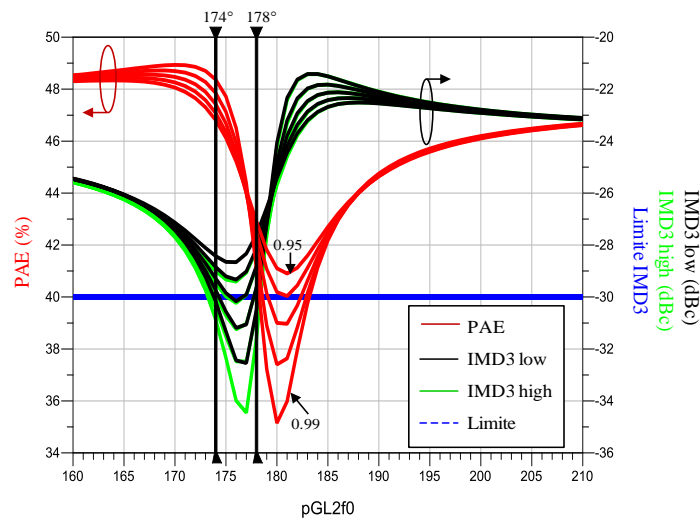


Figure II. 12 : PAE, IMD3 low et IMD3 en fonction de $\Gamma_L(2f_0)$.

Le PAE est supérieur à 40% pour tous les pGL2f0 sauf entre 178° et 184° . Toutefois, pour obtenir la linéarité ciblée ($\text{IMD3} \leq -30\text{dBc}$), la charge à la seconde harmonique doit être contrôlée avec précision avec une phase pGL2f0 entre 174° et 178° et un mGL2f0 supérieur à 0.98. Enfin, la même procédure est faite à la troisième harmonique (pGL3f0, mGL3f0).

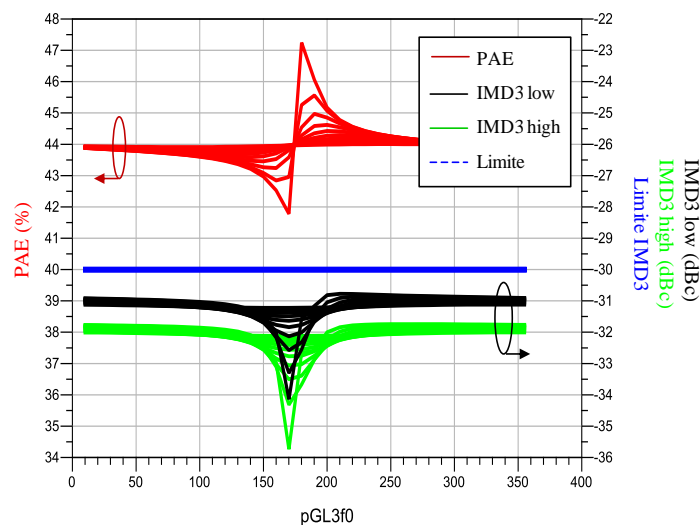
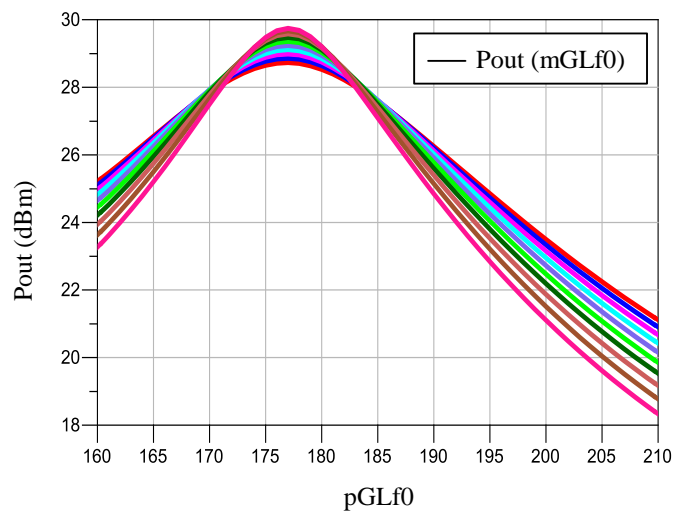


Figure II. 13 : PAE, IMD3 low et IMD3 en fonction de $\Gamma_L(3f_0)$.

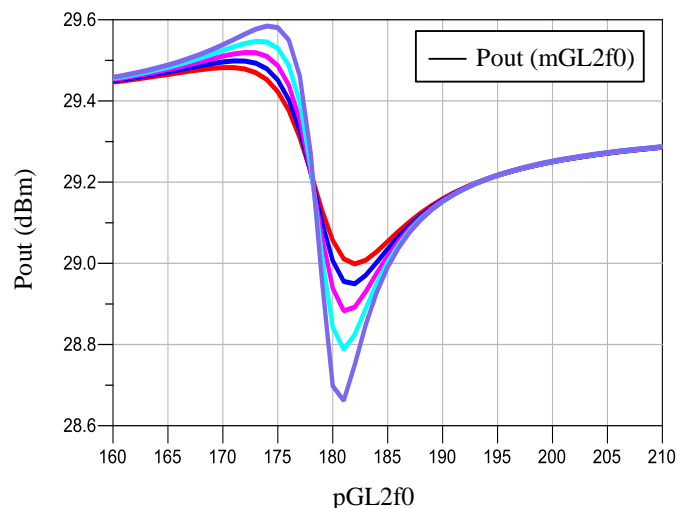
La Figure II. 13 présente les caractéristiques du PA obtenues pour une variation de l'impédance de charge à $3f_0$. Pour cette configuration, les résultats démontrent que pour toute valeur de $\Gamma_L(3f_0)$, l'amplificateur de puissance présente un PAE supérieur à 40% et un IMD3 inférieur à -30 dBc. Nous pouvons donc conclure que le PA est moins sensible à l'impédance de la charge à la troisième harmonique pour les jeux d'impédances à f_0 et $2f_0$ fixés précédemment.

2.2.1.2.2. Puissance de sortie

Dans cette partie, nous allons aborder l'impact des impédances de charge à la sortie de l'amplificateur sur sa puissance de sortie (P_{out}) (Figure II. 14). La Figure II. 14-a représente la variation de P_{out} lorsque $\Gamma_L(f_0)$ se décale de sa valeur optimale. P_{out} varie rapidement de 18 dBm jusqu'à 29.5 dBm. Pour comparaison, un changement de $\Gamma_L(2f_0)$ n'introduit que seulement 1 dB de variation du signal amplifié (Figure II. 14-b). Enfin, un changement de P_{out} d'environ 0.7 dB est le résultat d'une variation de $\Gamma_L(3f_0)$. Ces résultats sont en concordance avec les conclusions obtenues lors de l'analyse de la linéarité et l'efficacité de l'amplificateur. En effet, le PA est plus sensible à l'impédance de charge à la fréquence fondamentale qu'à la deuxième harmonique et à la troisième harmonique.



(a)



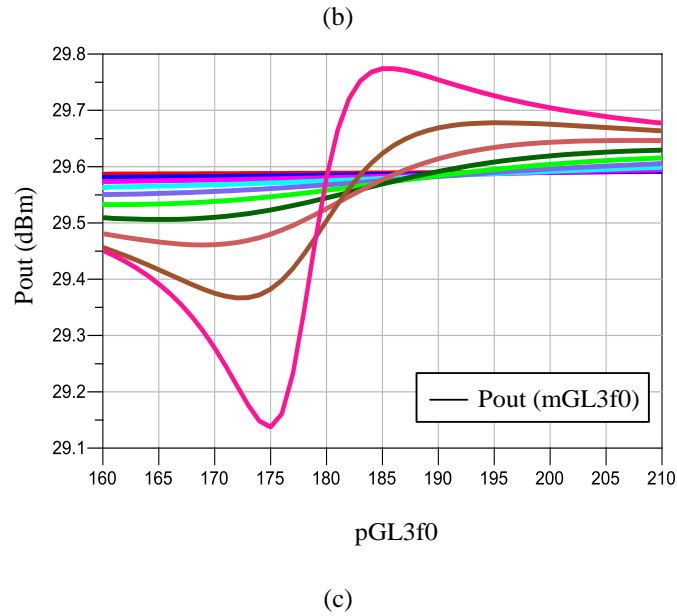


Figure II. 14 : Variation de la puissance de sortie du PA en fonction de : $\Gamma_L(f_0)$ (a) $\Gamma_L(2f_0)$ (b) et $\Gamma_L(3f_0)$ (c).

2.3. Conclusion

La méthode « load pull » a permis la détermination des impédances de charge optimales permettant d'optimiser le fonctionnement de l'amplificateur de puissance afin de garantir un PAE supérieur à 40% et une IMD3 inférieure à -30 dBc. Lorsque $mGLf_0$ est compris entre 0.82 et 0.91 et que la phase $pGLf_0$ varie de 177° à 179° , les spécifications du PA sont remplies. Pour la deuxième harmonique, les résultats démontrent que l'efficacité du PA est moins sensible à l'impédance. Toutefois pour obtenir la linéarité exigée, l'impédance de charge à cette harmonique doit être contrôlée avec précision avec un $pGL2f_0$ entre 174° et 178° et un $mGL2f_0$ supérieur à 0.98. Enfin à la troisième harmonique, les résultats démontrent que pour toute valeur d'impédance, le PA reste linéaire et présente un PAE supérieur à 40%, tant qu'il voit les impédances appropriées à f_0 et $2f_0$. Ces impédances Z_L déterminent la configuration du réseau d'adaptation à la sortie du transistor (étage d'amplification) afin de maximiser les performances du PA (Figure II. 15).

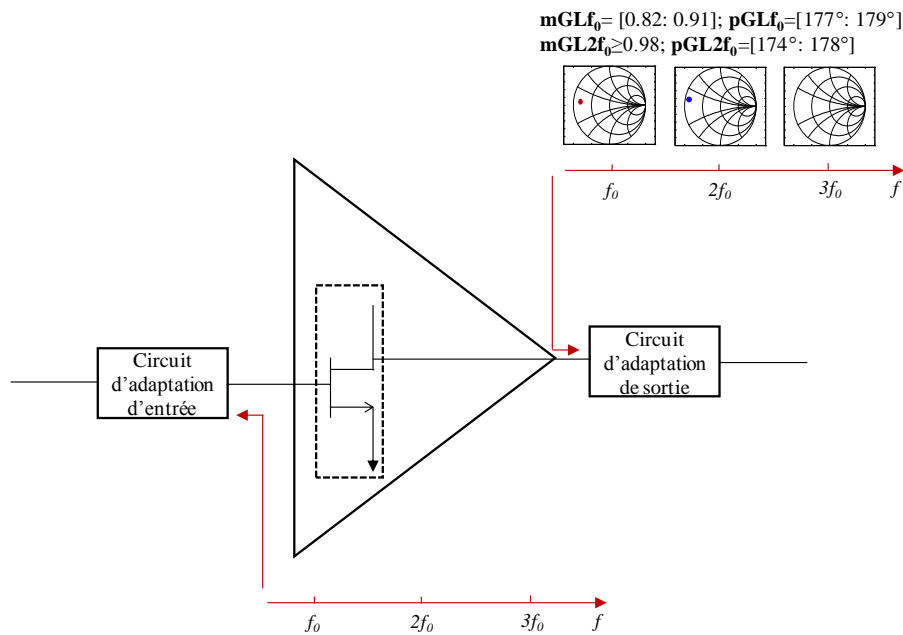


Figure II. 15: Schéma simplifié du PA.

3. Résultats de simulation

Dans cette partie nous allons comparer les performances de l'amplificateur de puissance avec et sans le réseau d'adaptation à la sortie de l'étage d'amplification.

3.1. Description du réseau d'adaptation

Le réseau d'adaptation à la sortie du PA permet d'optimiser le transfert de puissance entre le transistor et la charge. Il adapte une impédance classique de 50Ω aux impédances de charge optimales permettant d'optimiser le fonctionnement du PA. Il s'agit d'un réseau en Π avec une capacité de liaison en sortie (Figure III. 16).

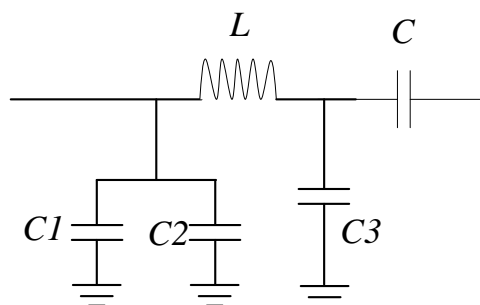


Figure II. 16: Schéma simplifié du réseau d'adaptation.

Les pertes d'insertion de ce réseau sont présentées dans la Figure III. 17. À 900 MHz, le MN introduit 0.5 dB de pertes et il permet de filtrer les harmoniques à $2f_0$ et $3f_0$. Le réseau d'adaptation utilisé dans ces travaux est plutôt idéal. Toutefois, les MN commercialisés présentent des pertes de l'ordre de 2.5 à 3 dB (l'information n'est pas détaillée car le MN est

souvent intégré avec le PA) et ceux présentés dans les travaux scientifiques, ont des pertes de 1 à 1.5 dB [5].

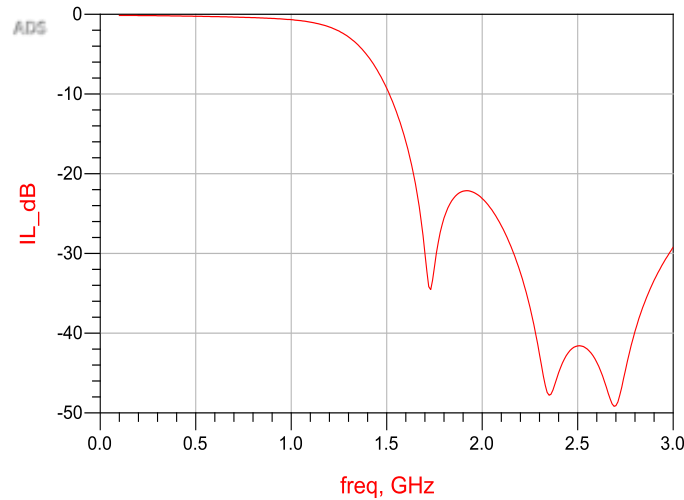


Figure II. 17: Les pertes d'insertion introduites par le réseau d'adaptation.

À l'entrée du MN, on observe bien les impédances optimales à la fréquence fondamentale et aux harmoniques d'ordre supérieures permettant de maximiser le transfert de puissance entre l'amplificateur et l'antenne adaptée sur 50 Ω (Figure III. 18).

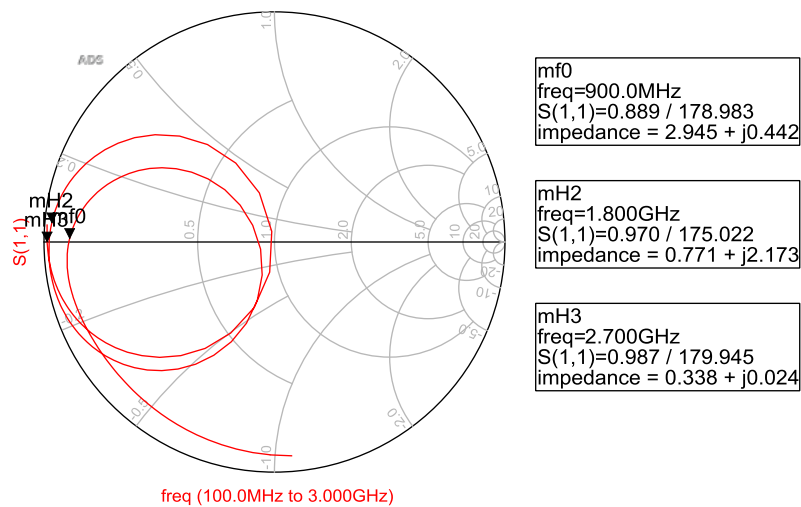


Figure II. 18: Les impédances à l'entrée du MN.

3.2. Comparaison des résultats

Une simulation de l'amplificateur de puissance avec et sans les circuits d'adaptation avec un signal 1 ton est présentée dans cette partie. La puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence de 900 MHz est représentée dans la Figure II. 19. Les résultats montrent que la puissance de sortie maximale est de 34.5 dBm sans le circuit d'adaptation et 34 dBm avec le circuit d'adaptation. Les puissances de sortie à 1dB de compression sont respectivement de 32.8 dBm et 32.3 dBm. La différence de 0.5 dB entre les

deux configurations correspond aux pertes dans le réseau d'adaptation utilisé. Ainsi, selon le réseau d'adaptation utilisé, le gain obtenu correspond aux pertes d'insertion de ce dernier.

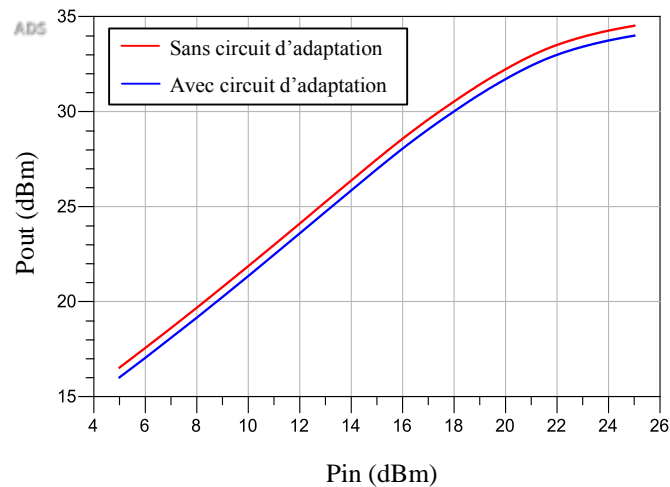


Figure II. 19: Simulation de la puissance de sortie (P_{out}) en fonction de la puissance d'entrée à 900 MHz pour le PA avec et sans circuit d'adaptation.

Les PAE pour ces deux valeurs de puissance sont 56% pour la configuration sans circuit d'adaptation et 49.5% avec le circuit d'adaptation. Le circuit d'adaptation baisse l'efficacité de l'amplificateur de 6.5%.

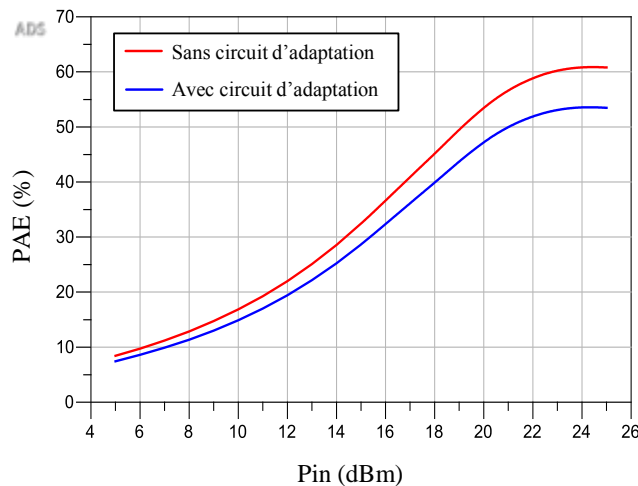


Figure II. 20: Simulation du PAE en fonction de la puissance d'entrée à 900 MHz pour le PA avec et sans circuit d'adaptation.

La Figure II. 21 représente la puissance de sortie du PA à $2f_0$ et $3f_0$ en fonction de la puissance de sortie à f_0 avant et après le réseau d'adaptation. Pour une puissance de sortie à 900 MHz de l'ordre de 30 dBm et avant le réseau d'adaptation, le niveau de puissance à la deuxième et la troisième harmonique est de 7.6 dBm et 10 dBm. Compte tenu de la réjection apportée par le réseau à $2f_0$ et $3f_0$, on se retrouve avec un niveau de l'ordre de -20 dBm et -40 dBm respectivement.

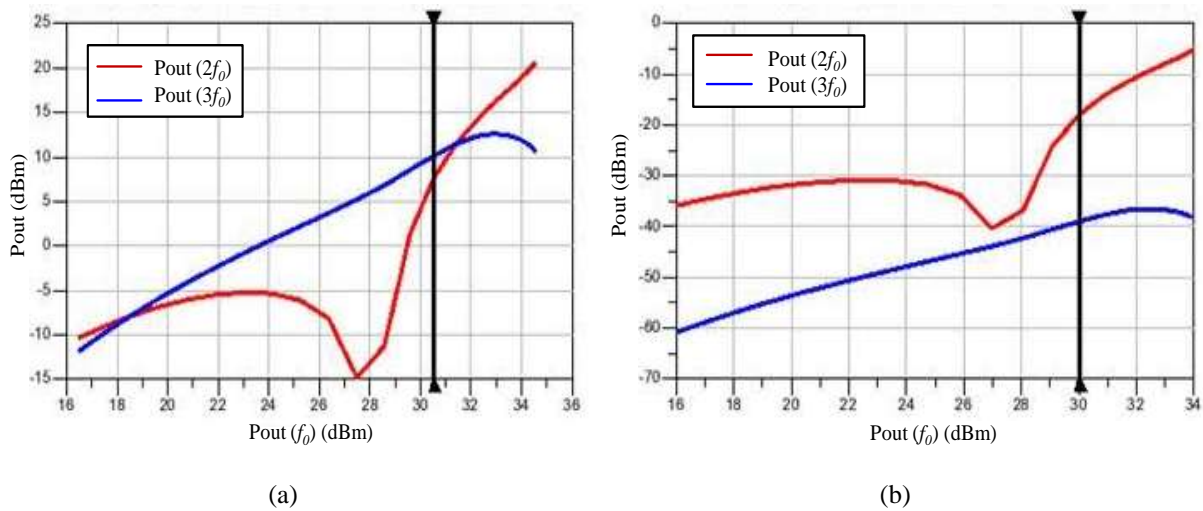
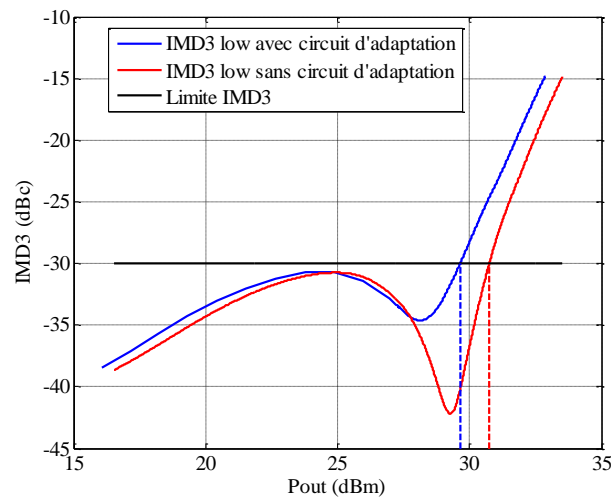
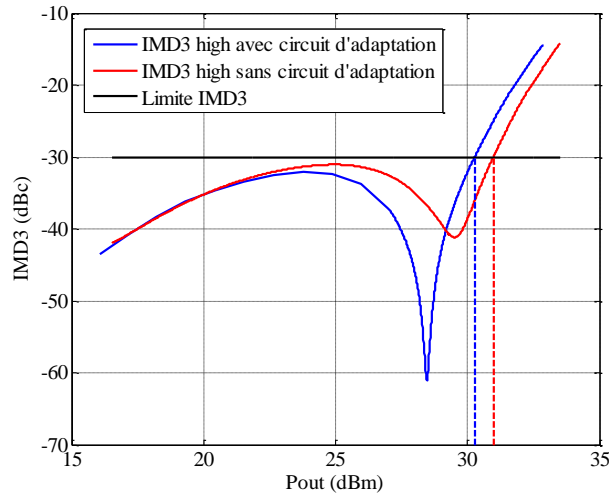


Figure II. 21: Simulation de P_{out} à $2f_0$ et $3f_0$ en fonction de la puissance de sortie à 900 MHz pour le PA: avant (a) et après le circuit d'adaptation (b).

Afin de caractériser les distorsions fréquentielles du PA, les simulations sont faites en présentant deux tons de fréquence en entrée du dispositif. Les deux raies de fréquences sont choisies à $f_1=897.5$ MHz et à $f_2=902.5$ MHz, espacées de 5 MHz. La Figure II. 22 représente le produit d'intermodulation d'ordre 3 de l'amplificateur avec et sans son circuit d'adaptation. Le bloc composé du PA et l'étage d'adaptation respecte la contrainte IMD3 inférieure à -30 dBc jusqu'à une puissance de sortie de l'ordre de 29.6 dBm contre une puissance de 30.7 dBm pour la solution sans circuit d'adaptation. Un gain de 1.1 dB au niveau de la puissance de sortie du PA est obtenu avec la solution sans MN.



(a)



(b)

Figure II. 22: Comparaison entre IMD3 de la solution avec circuit d'adaptation et sans circuit d'adaptation en fonction de la puissance de sortie du PA : IMD3 low (a) et IMD3 high (b).

4. Solution proposée

Le circuit d'adaptation à la sortie du PA maximise les performances du PA tout en ajoutant des pertes d'insertion. Par conséquent, il dégrade les performances globales du PA. La solution proposée dans ces travaux vise à concevoir de manière conjointe l'amplificateur et l'antenne dans le but de relâcher certaines contraintes. Dans cette nouvelle approche, l'amplificateur voit directement l'impédance d'entrée de l'antenne en supprimant le circuit d'adaptation à la sortie du PA. L'antenne doit présenter les impédances de charge Z_L à la sortie du PA comme illustrée dans la Figure II. 23.

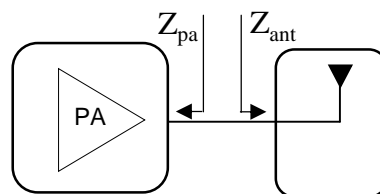


Figure II. 23: La nouvelle approche de la conception conjointe.

Avec : $Z_{ant} = Z_L$

Dans la prochaine section, une étude des spécifications de cette antenne sera présentée.

4.1. Spécifications de l'antenne co-conçue

À sa fréquence de fonctionnement (900 MHz), l'antenne doit présenter une faible impédance, à savoir environ $2.9 + j 0.4 \Omega$ (impédance qui correspond à $\Gamma_{Lopt}(f_0)$). À la deuxième harmonique, l'antenne doit être assimilée à un court-circuit (impédance qui

correspond à $\Gamma_{Lopt}(2f_0)$). Finalement pour la troisième harmonique, l'antenne peut présenter une valeur quelconque tant qu'elle a les impédances appropriées à f_0 et $2f_0$.

Pour étudier la réponse du PA suite à la variation de l'impédance de l'antenne autour de sa résonance (associée à son comportement électromagnétique), l'antenne miniature est modélisée électriquement avec un circuit parallèle RLC [6]. Le modèle est présenté dans la Figure II. 24.

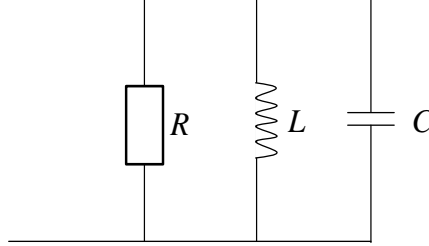


Figure II. 24: Schéma du circuit résonant RLC parallèle.

L'impédance à l'entrée Z_{in} est:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega \right)^{-1} = \frac{jRL\omega}{R - RLC\omega^2 + jL\omega} \quad (\text{II.15})$$

Avec $\omega = 2\pi f$.

Sachant que le facteur de qualité est égale à:

$$Q = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L}, \omega_0 = 2\pi f_r \quad (\text{II.16})$$

f_r est la fréquence de résonance de l'antenne.

Les équations (II.15) et (II.16) donnent:

$$Z_{in} = \frac{jQ\omega_0 L^2 \omega}{Q\omega_0 L - \frac{QL\omega^2}{\omega_0} + jL\omega} \quad (\text{II.17})$$

Ce circuit sert à modéliser la réponse de l'antenne autour de la fréquence d'opération de l'amplificateur de puissance, 900 MHz. Trois configurations sont étudiées:

- La première correspond à la fréquence de résonance de l'antenne identique à la fréquence d'opération du PA,
- La deuxième est obtenue quand f_r est inférieure à la fréquence du travail du PA,
- La troisième situe la fréquence de résonance f_r après celle du PA.

La Figure II. 25 présente ces trois configurations d'impédance. La courbe verte correspond à la première configuration, la courbe rouge est la deuxième configuration et la bleue représente la troisième configuration.

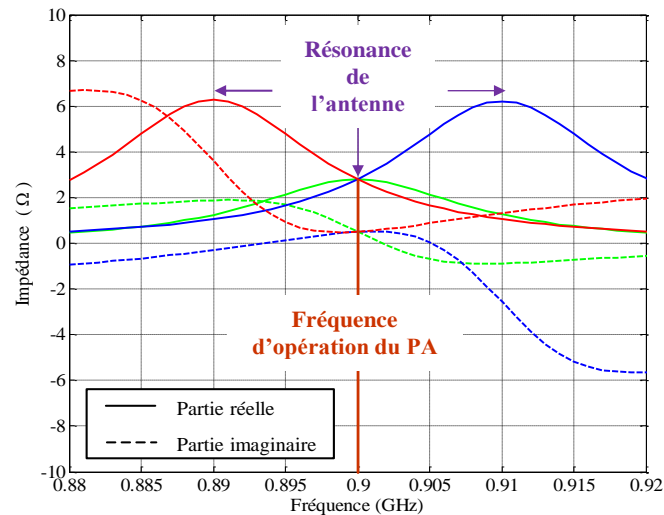


Figure II. 25: Les trois configurations d'impédance de test (courbe verte $f_r=f_0$, courbe rouge $f_r<f_0$ et courbe bleue $f_r>f_0$).

Dans toutes les configurations étudiées, l'antenne présente les impédances optimales à la sortie de l'amplificateur: une résonance autour de la fréquence d'opération du PA avec $Z_{in}(f_0=900\text{ MHz}) = 2.9 + j 0.4 \Omega$. et deux bandes où l'impédance est constante aux valeurs appropriées aux harmoniques comme illustré dans la Figure II. 26.

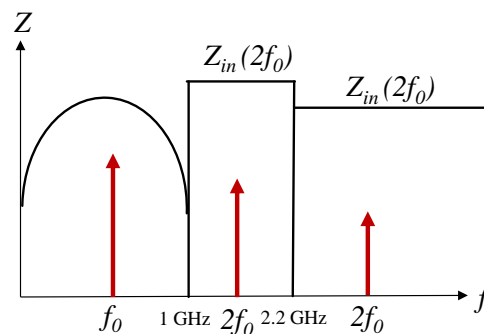


Figure II. 26: Configuration de l'impédance du résonateur.

4.1.1. Première configuration

La première configuration correspond à une concordance entre la fréquence de résonance de l'antenne et la fréquence d'opération du PA à 900 MHz. Trois facteurs de qualité sont testés $Q=10, 50$ et 100 , soit des bandes passantes de l'ordre 90 MHz, 45 MHz et 9 MHz (Figure II. 27).

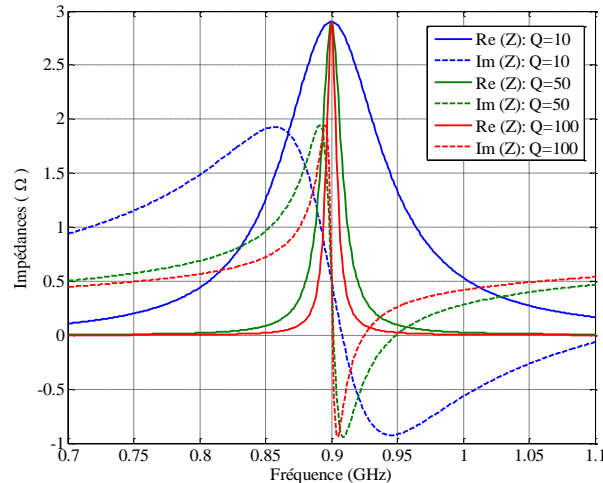
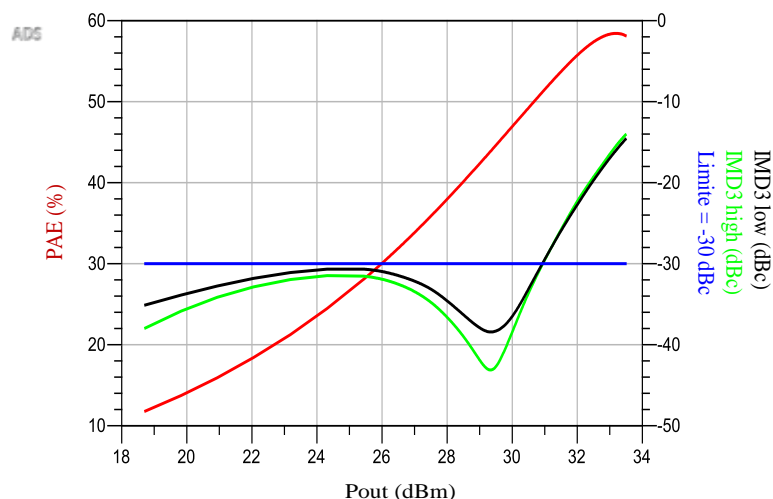
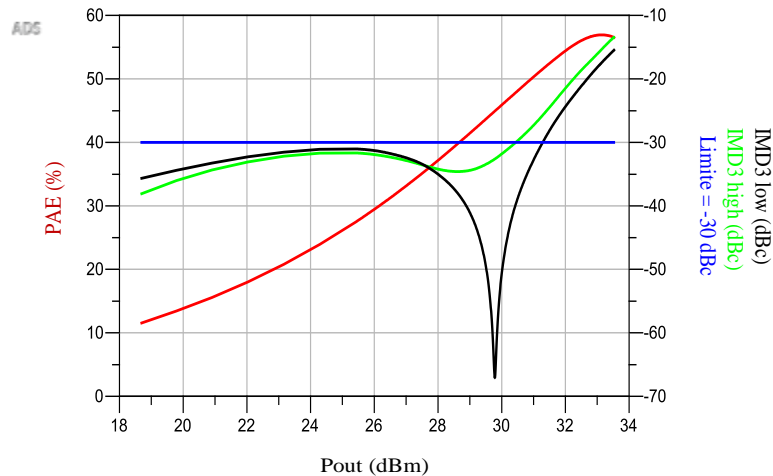


Figure II. 27: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en première configuration.

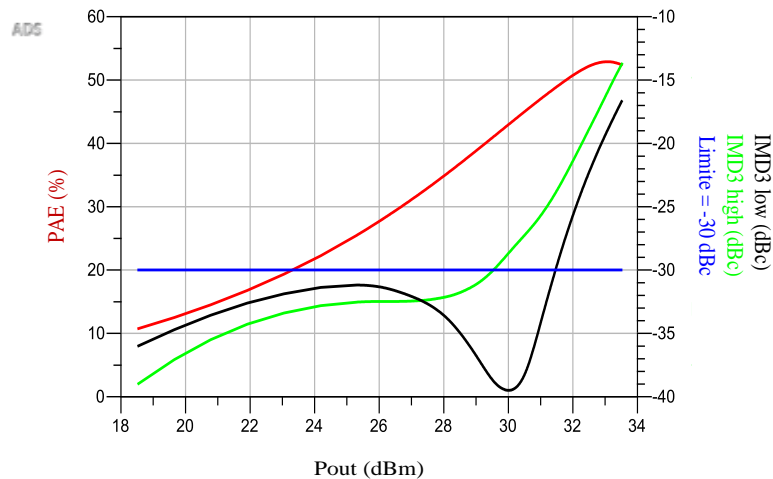
Les simulations sont faites en présentant deux tons de fréquences espacés de 5 MHz. La réponse du PA connecté directement à l'antenne est présentée dans la Figure II. 28. À la limite de fonctionnement linéaire (IMD3=30 dBc), la puissance de sortie du PA est 30.9 dBm à $Q = 10$, 30.4 dBm à $Q = 50$ et 29.5 dBm pour $Q = 100$. Les PAE associés sont respectivement 51.2%, 47.8% et 41%. Pour un ratio de 10 au niveau du facteur de qualité et par conséquent un ratio de 10 en bande passante, un décalage relatif de 20% en PAE et une différence de 1 dB sont obtenus. En effet, plus le facteur de qualité est faible, plus la bande passante est large et par conséquent le profil d'impédance varie légèrement autour de la fréquence d'opération du PA. Ainsi, les performances de ce dernier sont meilleures avec des antennes large bande ($Q=10$) qu'avec des antennes bandes étroites ($Q=100$). La même étude est réalisée pour les deux autres configurations.



(a)



(b)



(c)

Figure II. 28: Performances du PA simulés pour la première configuration : $Q=10$ (a) $Q=50$ (b) et $Q=100$ (c).

4.1.2. Deuxième configuration

Dans la deuxième configuration, la fréquence de résonance de l'antenne (f_r est 890 MHz) est inférieure à la fréquence d'opération du PA (900 MHz). Trois facteurs de qualité sont testés $Q=10$, 50 et 100 (Figure II. 29). La réponse du PA avec l'antenne décrite précédemment est présentée dans la Figure II. 30. À IMD3 de -30 dBc, lorsque $f_r=890$ MHz, la puissance de sortie du PA est 30.9 dBm à $Q=10$, 30 dBm à $Q=50$ et 23.6 dBm pour $Q=100$. Les PAE associés sont respectivement 51.1%, 46% et 22.1%. Pour un facteur de qualité élevé ($Q=100$), la bande passante est environ 9 MHz et P_{out} décroît de 7 dB par rapport à une antenne large bande ($BW=90$ MHz) et l'écart en efficacité, ΔPAE relative est 57%. En effet, pour une antenne à bande passante étroite, le profil d'impédance varie rapidement ce qui explique la dégradation de l'efficacité et de la puissance de sortie dans ce cas. La même conclusion est observée : les performances du PA sont meilleures avec des antennes large bande.

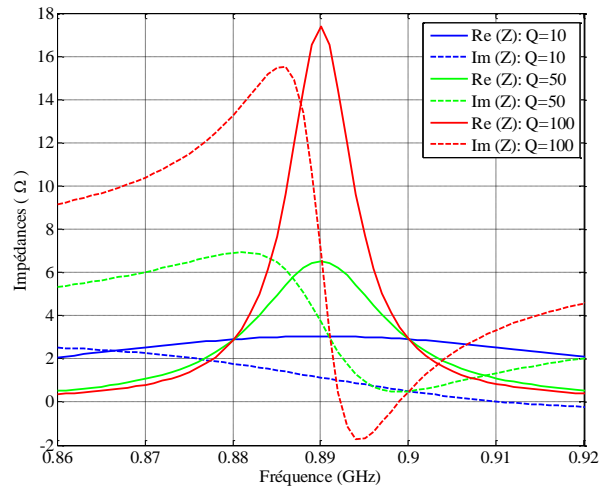
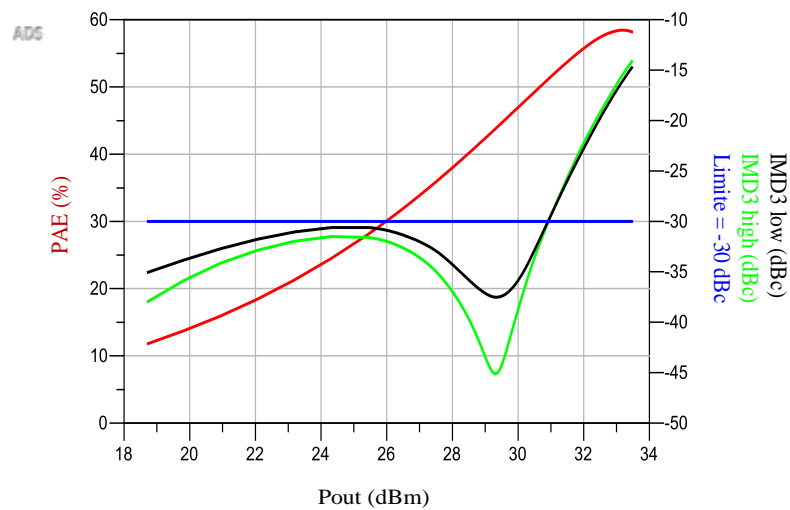
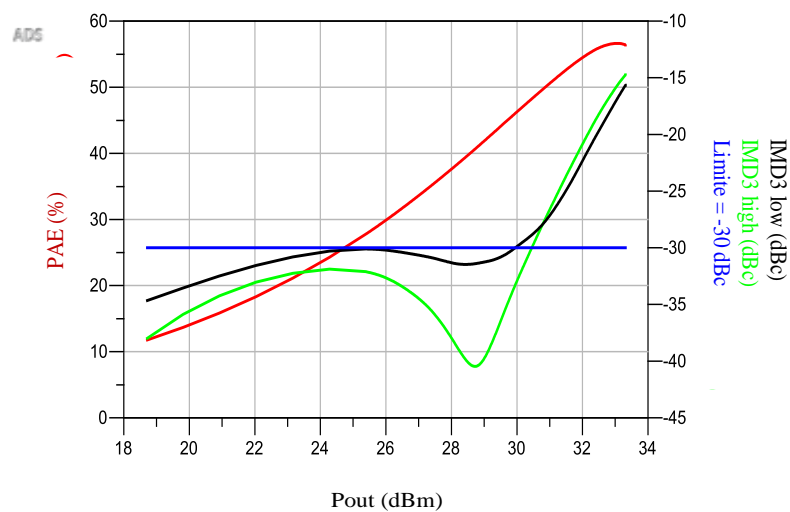


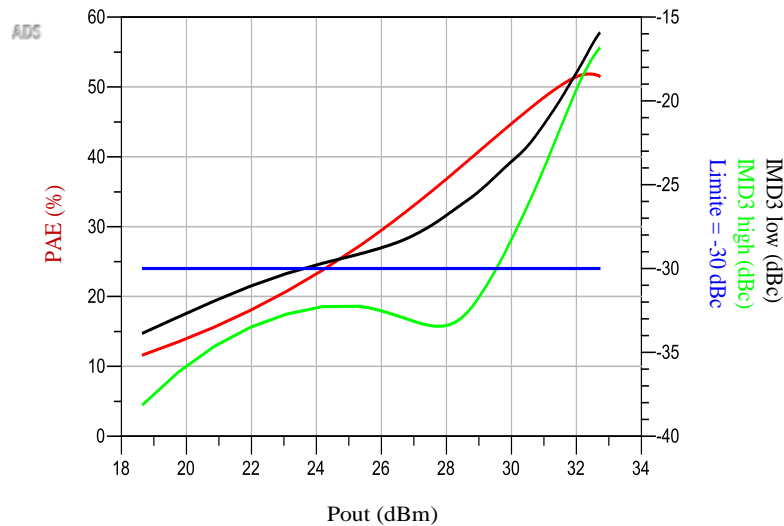
Figure II. 29: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en deuxième configuration.



(a)



(b)



(c)

Figure II. 30: Performances du PA simulés pour la deuxième configuration : $Q = 10$ (a) $Q = 50$ (b) et $Q = 100$ (c).

4.1.3. Troisième configuration

Dans la troisième configuration, la fréquence de résonance de l'antenne ($f_r = 910$ MHz) est supérieure à la fréquence d'opération du PA. Trois facteurs de qualité sont testés $Q=10$, 50 et 100 tel que présenté que la Figure II. 31.

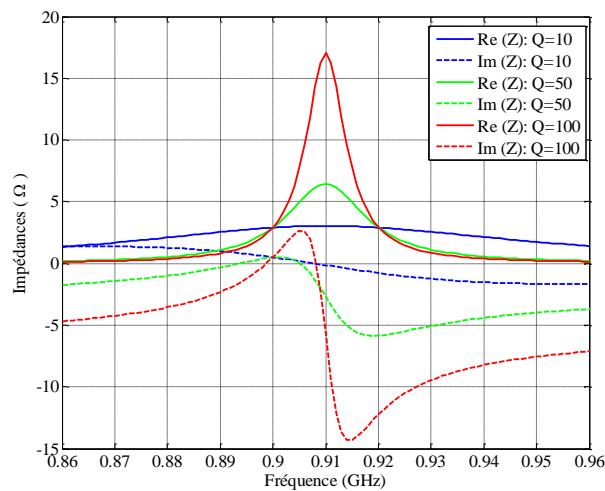


Figure II. 31: Impédances d'entrée de l'antenne pour différents facteurs de qualité en troisième configuration.

La puissance de sortie du PA qui correspond à un produit d'intermodulation de -30 dBc est de l'ordre de 30.9 dBm, 30.9 dBm et 30.1 dBm respectivement pour les trois facteurs de qualité 10, 50 et 100. Le PAE associé à ses valeurs est 51.1%, 49.3% et 45.8% (Figure II. 32). Pour un ratio de 10 au niveau du facteur de qualité, ΔP_{out} est de 0.8 dB et le décalage relatif en PAE est seulement 10%.

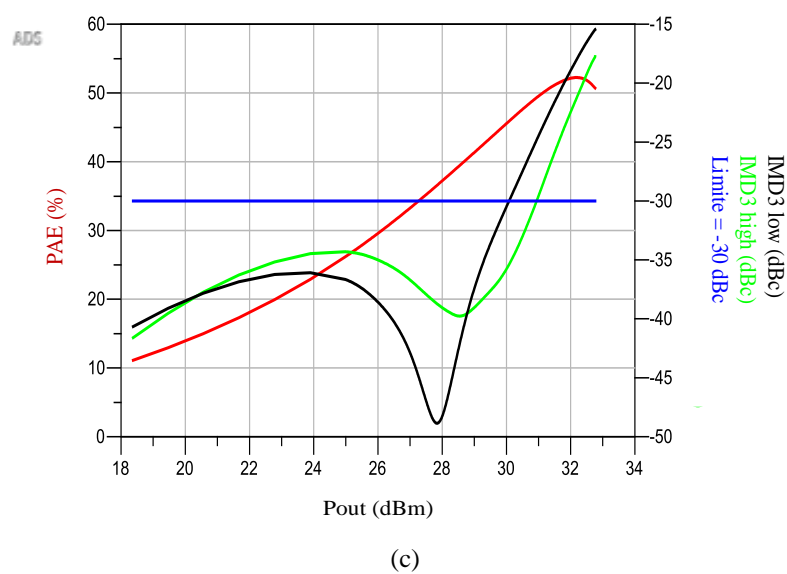
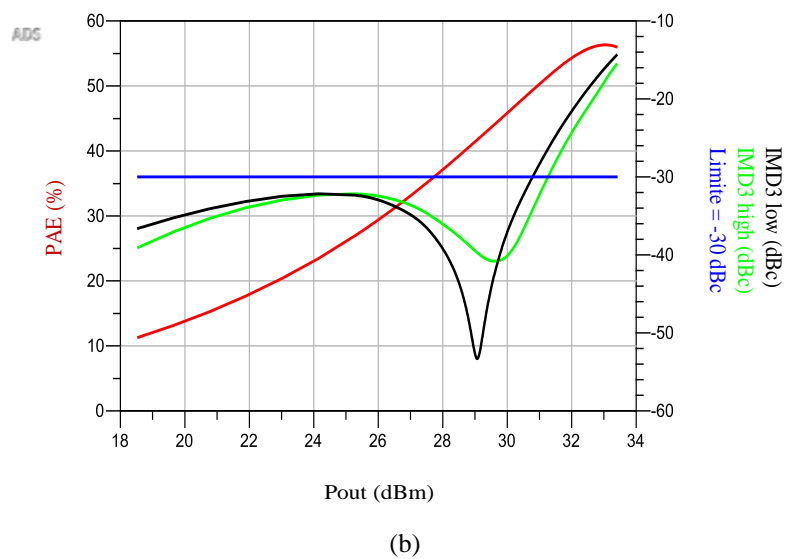
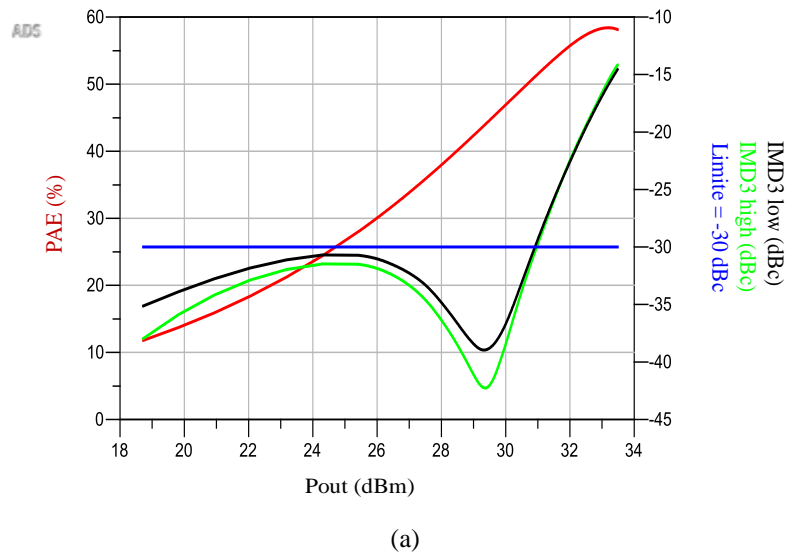


Figure II. 32: Performances du PA simulés pour la troisième configuration : $Q = 10$ (a) $Q = 50$ (b) et $Q = 100$ (c).

4.1.4. Discussion

Pour les trois configurations, on a montré que pour des antennes large bande l'amplificateur se comporte mieux en raison de la stabilité de l'impédance autour de la fréquence d'opération du PA. Pour $Q = 10$, PAE est de 51.2%, 51.1% et 51.1% respectivement pour la première, deuxième et troisième configuration à la limite de fonctionnement linéaire. Plus la bande passante se réduit ($BW = 9$ MHz), plus ses performances se dégradent: le décalage relatif en PAE varie entre 10% et 57% par rapport à une antenne large bande ($BW = 90$ MHz) pour les trois configurations du fait de la variation de l'impédance. Comme nous avons expliqué dans le premier chapitre, notre objectif final est d'optimiser les performances et de réduire la taille des systèmes RF. Ainsi l'antenne co-conçue sera miniature et par conséquent elle aura tendance à être à bande étroite. Ainsi nous allons comparer les performances du PA en réponse à ces trois configurations pour une antenne de facteur de qualité 100.

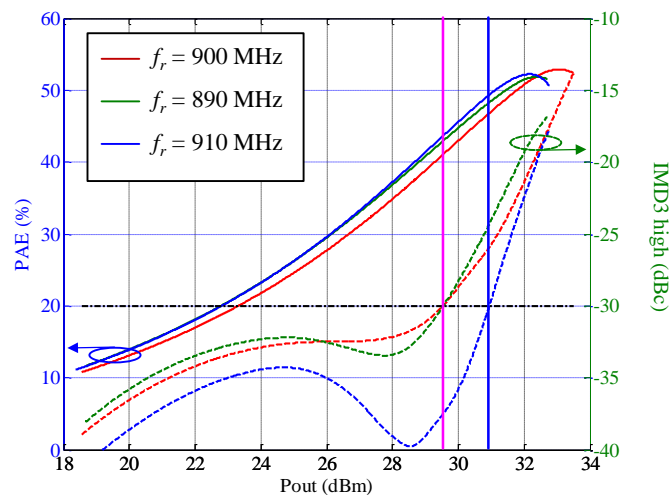


Figure II. 33: Comparaison des performances du PA entre les trois configurations.

La Figure II. 33 représente une comparaison de la réponse du PA en présentant deux tons de fréquences autour de 900 MHz espacés de 5 MHz. Pour la limite, $IMD3 = -30$ dBc, la puissance de sortie du PA est de 29.5 dBm pour la configuration $f_r = 900$ MHz, 29.5 dBm pour la deuxième configuration ($f_r < 900$ MHz) et 30.9 dBm pour la troisième configuration ($f_r > 900$ MHz). Les PAE associés sont respectivement de 41%, 42.9% et 49.3%. On observe que le PA se comporte mieux lorsque la fréquence de résonance de l'antenne est positionnée après la fréquence d'opération du PA. À l'issue de cette observation, une étude plus approfondie est réalisée. À une puissance d'entrée fixe, nous allons évaluer la réponse de l'amplificateur avec les trois configurations de l'antenne pour différents facteurs de qualité entre 10 et 120.

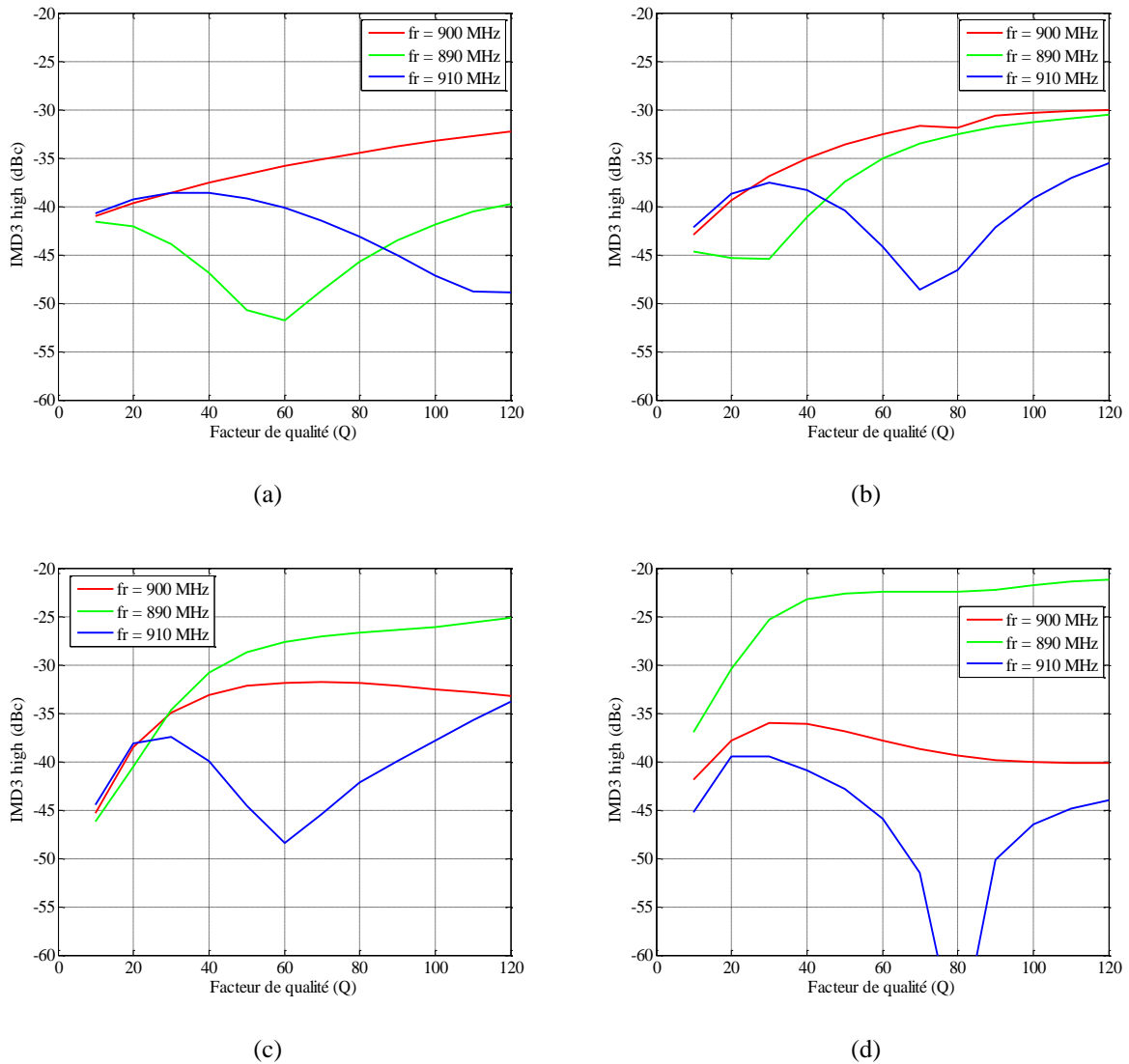


Figure II. 34: IMD3 high simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).

La Figure II. 34 montre la variation d'IMD3 high pour une puissance d'entrée fixe de 17 dBm et pour différents facteurs de qualité allant de 10 à 120, qui correspondent à une largeur de bande de 90 MHz à 7.5 MHz. Les quatre graphiques montrent les résultats lorsque l'espacement entre les deux tons, Δf , est égal à 2, 5, 10 et 20 MHz. La courbe rouge présente les performances de PA lorsque f_r est égale à f_0 . La courbe verte montre la réponse du PA quand f_r est inférieure à f_0 , et la courbe bleue lorsque f_r est supérieure à f_0 . IMD3 high est plus faible pour la troisième configuration. Ainsi, le PA est plus linéaire lorsque f_r est supérieure à f_0 (on le voit clairement pour des Δf larges).

Les mêmes analyses sont faites pour IMD3 low et PAE. Les Figure II. 35 et 36 présentent le produit d'intermodulation d'ordre 3 gauche et les efficacités du PA sous les mêmes conditions.

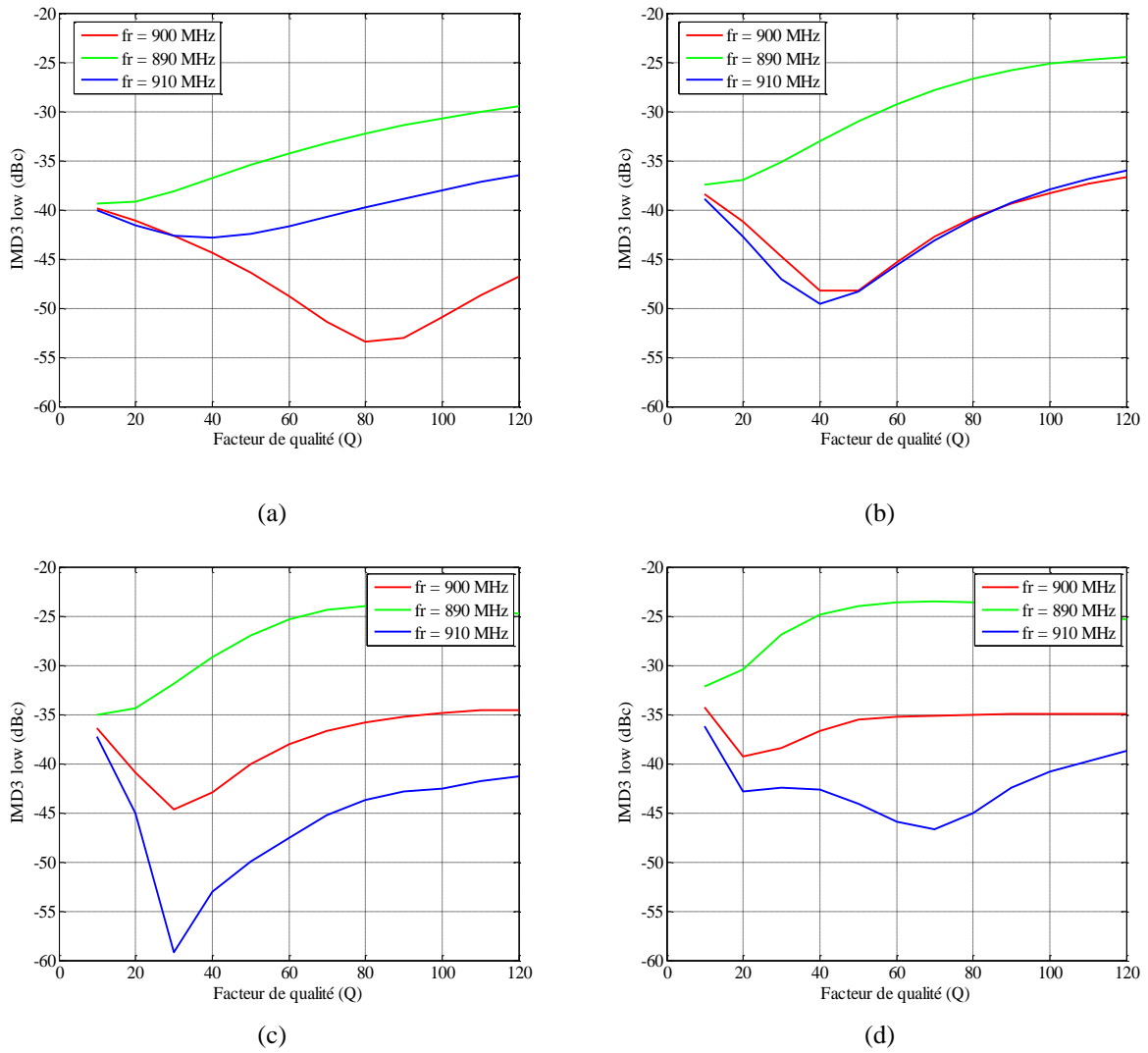
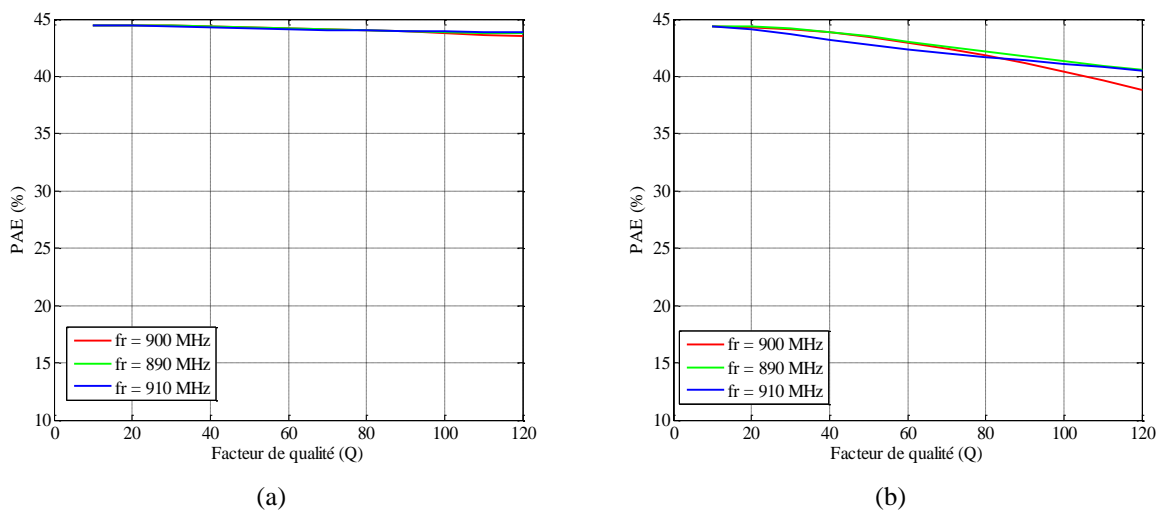


Figure II. 35: IMD3 low simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).

La même conclusion est observée: le PA est plus linéaire si sa fréquence d'opération est inférieure à la fréquence de résonance de l'antenne.



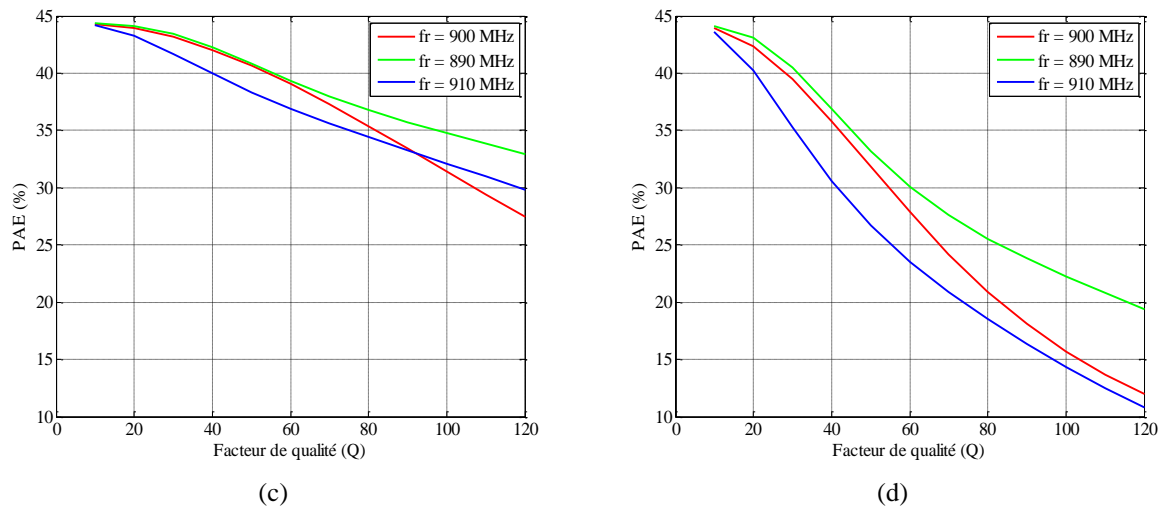


Figure II. 36: PAE simulé avec deux tons de fréquences espacés de: 2 MHz (a) 5 MHz (b) 10 MHz (c) 20 MHz (d).

Les efficacités du PA décroissent avec les largeurs de Δf car les distorsions augmentent. En effet, pour $\Delta f = 2$ MHz, la différence du PAE entre $Q=10$ et $Q=120$ est au maximum de 1%. Par contre pour $\Delta f = 20$ MHz, Δ PAE peut atteindre 32%. Cela est expliqué par le fait que pour des larges Δf et des antennes à bandes étroites, la variation d'impédance dans cette largeur est importante et par conséquent la linéarité et l'efficacité du PA se dégradent.

Prenant l'exemple de Q fixe de 120, la bande passante de l'antenne est de 7.5 MHz. Pour $\Delta f = 2$ MHz, $\text{PAE}(f_r = 900 \text{ MHz}) = 43.5\%$, $\text{PAE}(f_r = 890 \text{ MHz}) = 43.7\%$ et $\text{PAE}(f_r = 910 \text{ MHz}) = 43.8\%$. Le PA se comporte de la même manière pour les trois configurations parce que $\Delta f < BW$. Pour $\Delta f = 20$ MHz, $\text{PAE}(f_r = 900 \text{ MHz}) = 11.9\%$, $\text{PAE}(f_r = 890 \text{ MHz}) = 19.4\%$ et $\text{PAE}(f_r = 910 \text{ MHz}) = 10.8\%$. Le PAE est faible pour les trois configurations puisque $\Delta f > BW$.

Sachant que l'antenne et l'amplificateur adressent les bandes basses du LTE (900 MHz), des signaux de largeur 20 MHz sont rares puisque la bande est partagée entre les différents opérateurs. De plus, la LTE Cat. M1 réduit la bande passante d'un canal LTE à 1.4 MHz et la LTE Cat. M2 abaisse encore ces valeurs à 200 kHz. Ainsi, des large Δf sont vraiment rares et la tendance est vers des antennes à bande étroite et par conséquent un facteur de qualité élevé de l'ordre de la centaine. D'après notre étude, on observe que l'amplificateur de puissance se comporte mieux lorsque la fréquence de résonance de l'antenne est située après sa fréquence d'opération.

5. Cahier des charges de l'antenne

Afin d'optimiser les performances des systèmes RF et de miniaturiser l'antenne et le RFFE, la conception conjointe d'un amplificateur de puissance et d'une antenne est analysée. Via cette nouvelle approche, l'amplificateur est connecté directement à l'antenne dans le but de supprimer le réseau d'adaptation en sortie du PA et donc ses pertes d'insertion. Avec cette approche, c'est l'antenne qui présente les impédances optimales au PA afin de maximiser ses performances. L'antenne doit présenter une faible impédance de $2.9 + j 0.4 \Omega$ à la fréquence

d'opération du PA. À la deuxième harmonique, l'antenne doit être assimilée à un court-circuit: $0.25 + j 2.1 \Omega$. Finalement pour la troisième harmonique, l'antenne peut présenter une valeur quelconque tant qu'elle a les impédances appropriées à f_0 et $2f_0$. Une autre étude montre que le PA se comporte plus linéairement lorsque la fréquence de résonance de l'antenne est positionnée après la fréquence d'opération du PA. Donc, l'antenne doit résonner après f_0 (Figure II. 37), ce qui va dans le sens de sa miniaturisation (elle fonctionne plus haut en fréquence).

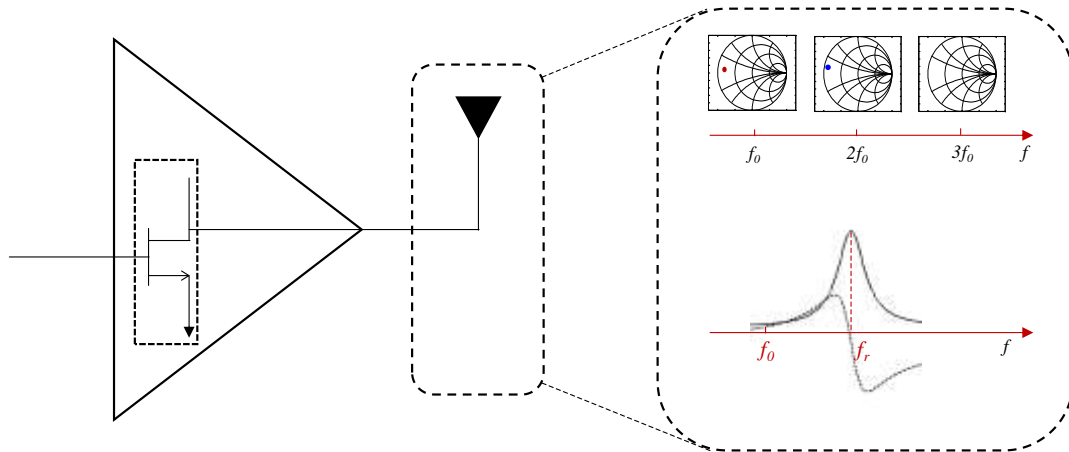


Figure II. 37: Spécification de l'antenne co-conçue.

Conclusion

Dans ce chapitre, une première partie a été consacrée à la présentation des principales caractéristiques d'un amplificateur de puissance. Elle a rappelé l'importance des notions telles que la puissance de sortie, le point de compression à 1 dB et le rendement en puissance ajoutée. Ensuite nous avons expliqué et analysé les différentes distorsions engendrées par un amplificateur non linéaire. Une description détaillée de la méthode « load pull » a permis de déterminer les impédances de charge du PA permettant de maximiser les performances du PA (PAE, IMD3...).

La co-conception de l'amplificateur et l'antenne est utilisée pour supprimer le réseau d'adaptation entre ces deux entités et connecter directement le PA à l'antenne. Une étude par simulation a montré qu'en terme de linéarité, il est préférable de positionner la fréquence de résonance de l'antenne après la fréquence d'opération du PA et ceci sans impacter le PAE. À l'issue de cette étude un cahier des charges décrivant les spécifications de l'antenne co-conçue avec l'amplificateur de puissance dans le cadre de la conception conjointe a été déterminé.

La conception de cette antenne ainsi que la réponse du système antenne/PA sont présentés dans le chapitre III.

Références du chapitre II

- [1]: Albert Paul Malvino, David J. Bates, "Principes d'électronique", Collection: Sciences Sup, Dunod, EAN13: 9782100747351
- [2]: Gauthier Tant, « Etude et intégration en SOI d'amplificateurs de puissance reconfigurables pour applications multi-modes multi-bandes », thèse de doctorat, 2015.
- [3]: S. Latreche, G. Tardivo, M. Belabadia, P. Rossel, "Amplification de puissance en régime non linéaire et en hautes fréquences à transistor MOS", Revue de Physique Appliquée, 1987, 22 (5), pp.321-329.
- [4]: J.F. Sevic, C. McGuire, G.M. Simpson, J. Pla, "Data-based load-pull simulation for large signal transistor model validation", Microwave Journal, Euro-Global Edition, Vol. 40, Issue 3, Mar. 1997, pp. 124-128.
- [5]: J. Lindstrand, I. Vasilev and H. Sjöland, "A low band cellular terminal antenna impedance tuner in 130nm CMOS-SOI technology," European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), ESSCIRC 2014 - 40th, Venice Lido, 2014, pp. 459-462.
- [6]: Pozar, David M., Microwave Engineering, Third Edition, Unites States of America: Wiley & Sons, 2005, p. 266.

Chapitre III: Co-conception Antenne et Amplificateur de Puissance

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons déterminé les spécifications de l'antenne co-conçue avec l'amplificateur de puissance. Pour cela, nous avons évalué dans un premier temps, les impédances de charge du PA permettant de maximiser le transfert d'énergie entre ce dernier et une antenne via la méthode «load pull». Dans un second temps, nous avons étudié la réponse de l'amplificateur de puissance suite à la variation de l'impédance de l'antenne autour de sa fréquence d'opération. Afin de pouvoir évaluer l'intérêt de cette nouvelle approche, deux exemples de structure antennaire co-conçue sont présentés.

Ce chapitre a pour objectif de quantifier les pertes d'insertion et la linéarité afin de démontrer l'intérêt de la co-conception d'antenne avec un amplificateur de puissance. La première structure d'antenne, antenne avec contrôle d'harmonique, est de type micro-ruban. L'impact de différents paramètres géométriques sera étudié afin de mieux comprendre son fonctionnement et l'adapter sur les impédances du PA. Ensuite, nous allons comparer l'approche classique constituée d'une « antenne $50 \Omega + MN + PA$ » avec la nouvelle approche de co-conception pour finir par évaluer ces apports en termes de PAE, P_{out} et IMD3.

Une dernière partie s'occupe de la conception d'une deuxième structure antennaire, antenne filtrante de type fil-plaque. Cette antenne présente l'impédance optimale à la fréquence de fonctionnement du PA et filtre la seconde harmonique.

1. Antenne micro-ruban

Le choix du type d'antenne étudiée pour la co-conception est basé sur des considérations de réduction de coût des systèmes RF. Les antennes imprimées présentent un intérêt pour des systèmes faibles coûts. De plus, on sait contrôler leur profil d'impédance de manière précise. Une antenne micro-ruban classique (adaptée sur 50Ω) fait l'objet d'une première étude afin de mieux comprendre son fonctionnement et ses paramètres de réglage. Le contrôle d'harmonique sur l'antenne micro-ruban fait ensuite l'objet de la deuxième partie de cette section.

1.1. Antenne micro-ruban classique

1.1.1. Présentation

L'antenne micro-ruban ou antenne pastille est constituée d'une fine plaque métallique qui peut prendre différentes formes (rectangulaire, circulaire, anneau..), appelée élément rayonnant, placée au-dessus d'un plan de masse à une certaine hauteur (e). L'alimentation de ce type de structure s'opère de différentes façons: par couplage direct (par sonde coaxiale ou par ligne imprimée), par couplage de proximité ou encore à travers une fente [1].

Pour notre étude, on considère une antenne micro-ruban de longueur L_p et de largeur W_p imprimée sur un substrat Roger 5880 de permittivité relative $\epsilon_r=2.2$. Le substrat a les mêmes dimensions que celles du plan de masse L_g et W_g (Figure III. 1). L'antenne est excitée par couplage direct via une sonde coaxiale reliée à un câble coaxial 50Ω . Le choix de ce type d'alimentation est basé sur la simplicité de réalisation. Les dimensions de l'antenne micro-ruban adaptée sur 50Ω , appelée antenne classique, sont résumées dans le Tableau III. 1. Ces dimensions ont été choisies pour fonctionner à 900 MHz avec $L_p = \lambda_g/2$

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (\text{III.1})$$

Où

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{e}{W_p} \right)^{-0.5} \quad (\text{III.2})$$

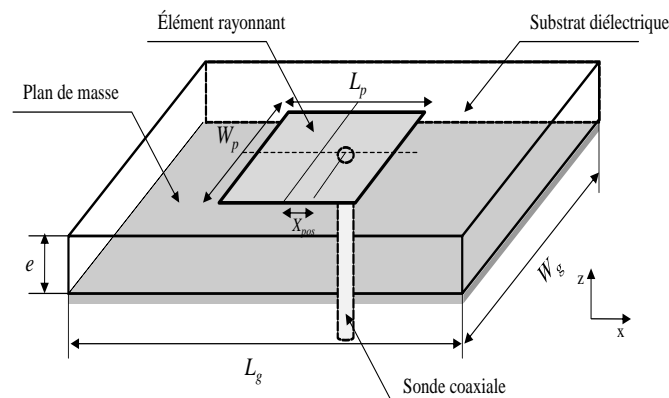


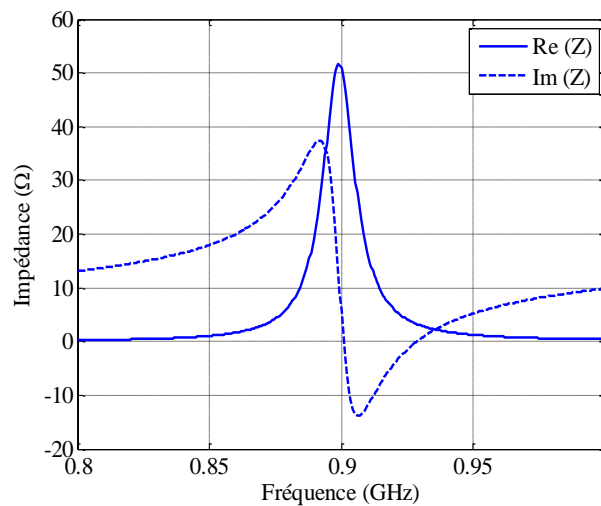
Figure III. 1 : Structure de l'antenne micro-ruban.

Tableau III. 1: Paramètres de l'antenne micro-ruban classique étudiée.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur et largeur du toit	$L_p = W_p$	108.6
Longueur et largeur du plan de masse	$L_g = W_g$	217
Position de l'excitation par rapport au centre de l'antenne	X_{pos}	16
Epaisseur du PCB Roger 5880	E	3.2

1.1.2. Impédance d'entrée

Nous traçons dans la Figure III. 2, l'impédance d'entrée de l'antenne obtenue par simulation électromagnétique Ansys/HFSS. Les impédances présentées dans ce chapitre sont calculées à l'entrée de l'antenne au niveau du plan de masse.

**Figure III. 2 :** Impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban classique.

La fréquence de résonance de l'antenne est de 900 MHz. Le coefficient de réflexion de l'antenne est présenté dans la Figure III. 3. La bande passante BW à -10 dB est de 10 MHz, ce qui correspond à une bande relative de 1.1%. Une bande passante étroite est obtenue, à cause de la faible hauteur de l'antenne. Une étude de l'influence de la hauteur de l'antenne détaillera par la suite cet effet.

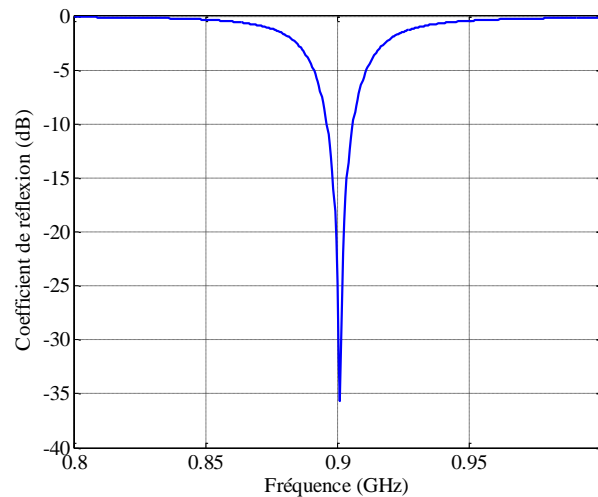


Figure III. 3 : Coefficient de réflexion de l'antenne micro-ruban classique.

1.1.3. Rayonnement

Afin de caractériser le rayonnement de l'antenne micro-ruban classique, deux plans de coupe serviront de plan de tracé des diagrammes de rayonnement. Le plan (xOz) est appelé aussi plan E car il contient le champ lointain dans l'axe de rayonnement maximal (Oz). Le plan (yOz) est appelé aussi plan H, il est orthogonal au plan E. La Figure III. 4 présente les gains des composantes E_θ et E_ϕ dans les plans E et H à 900 MHz. Dans le plan E, la composante E_θ est principale et de l'ordre de 7.4 dBi. On retrouve bien ce niveau dans le plan H.

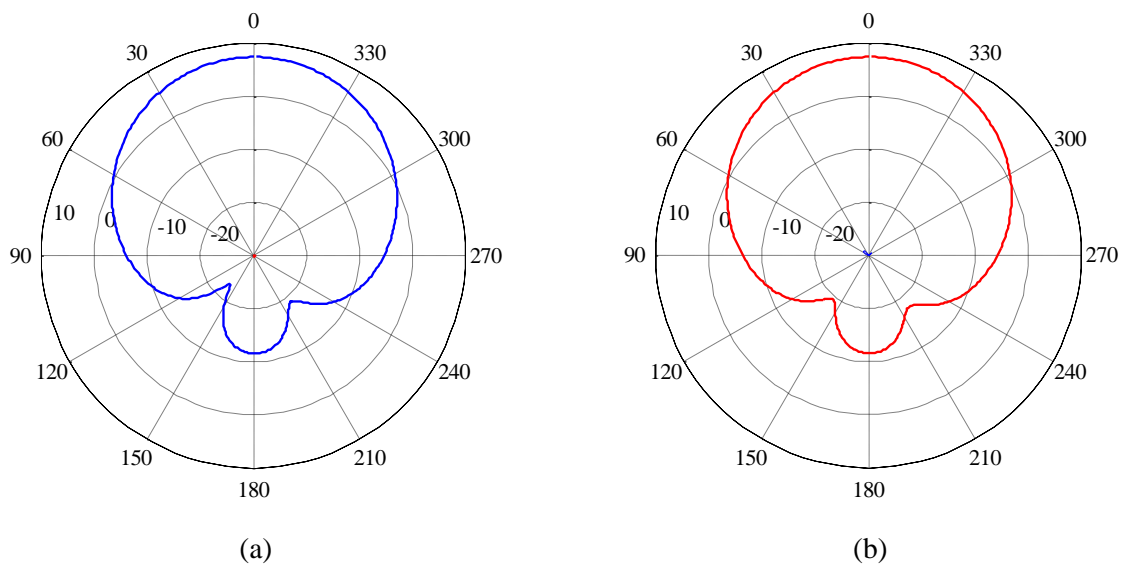


Figure III. 4 : Gain réalisé à 900 MHz obtenu par simulation E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).

La Figure III. 5 présente les efficacités de l'antenne micro-ruban classique. À 900 MHz, l'antenne présente une efficacité de 91%. Cette efficacité n'est pas de 100% car la hauteur de l'antenne est sensiblement réduite: elle n'est que de $\lambda_0/100$ à 900 MHz.

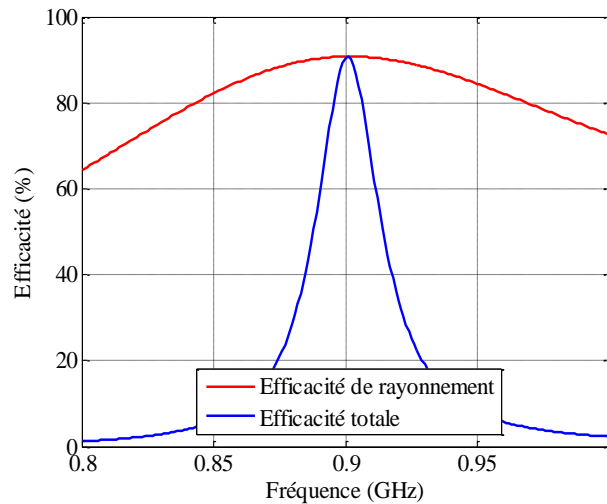


Figure III. 5 : Efficacité rayonnée et totale de l'antenne micro-ruban classique.

1.2. Antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique

Comme nous l'avons déjà étudié dans le chapitre II, l'antenne co-conçue avec l'amplificateur de puissance doit présenter une faible impédance de $2.9 + j 0.4 \Omega$ à la fréquence d'opération du PA ($f_0=900$ MHz). À la deuxième harmonique, l'antenne doit être assimilée à un quasi court-circuit: $0.25 + j 2.1 \Omega$. Dès lors que les impédances appropriées sont réglées à f_0 et $2f_0$, l'amplificateur est moins sensible à l'impédance de charge à $3f_0$. Par conséquent, le réglage de l'antenne à cette harmonique n'est pas critique. De plus, le PA se comporte mieux lorsque la fréquence de résonance de l'antenne est supérieure à la fréquence d'opération du PA.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à la co-conception d'une configuration simple bande d'une antenne avec le PA déjà décrit dans le chapitre II. La stratégie est de ne faire fonctionner l'antenne que sur la bande UL supportée par un seul opérateur pour le standard LTE, à savoir une bande passante maximale de 10 MHz. La démarche adaptée pour concevoir l'antenne consiste à régler la bande passante et l'impédance à f_0 dans un premier temps. Ensuite, il s'agit de régler l'impédance à $2f_0$.

1.2.1. Contrôle d'impédance à la fréquence fondamentale f_0

L'objectif de cette sous-partie est de concevoir une antenne micro-ruban à bande étroite (vers les 10 MHz) ayant une impédance de $2.9 + j 0.4 \Omega$ à 900 MHz. Pour se faire, nous allons analyser le fonctionnement d'une antenne micro-ruban et déterminer ses paramètres clés. Tous les résultats présentés dans cette partie sont issus de simulations électromagnétiques 3D réalisées avec le logiciel Ansys/HFSS.

1.2.1.1. Analyse du fonctionnement de l'antenne micro-ruban

La hauteur de l'antenne micro-ruban est un facteur clé dans la définition de sa bande passante [2]. En effet, la bande passante de l'antenne s'élargit quand sa hauteur augmente (Figure III. 6-a). Pour quantifier la métrique de BW , le facteur de qualité Q est un paramètre

clé qui est inversement proportionnelle à la bande passante. Plusieurs méthodes permettent de calculer Q . Celle donnée par Yaghjian s'exprime [3]:

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{III.3})$$

R_0 étant la partie réelle de l'impédance complexe, Z_0' la dérivée de l'impédance complexe et ω_0 la pulsation.

De plus, le rendement de l'antenne augmente quand l'épaisseur augmente (Figure III. 6-b). Ces effets sont dus à l'augmentation de la hauteur de la cavité puisque la répartition du champ électrique de l'antenne micro-ruban est concentrée sous le patch.

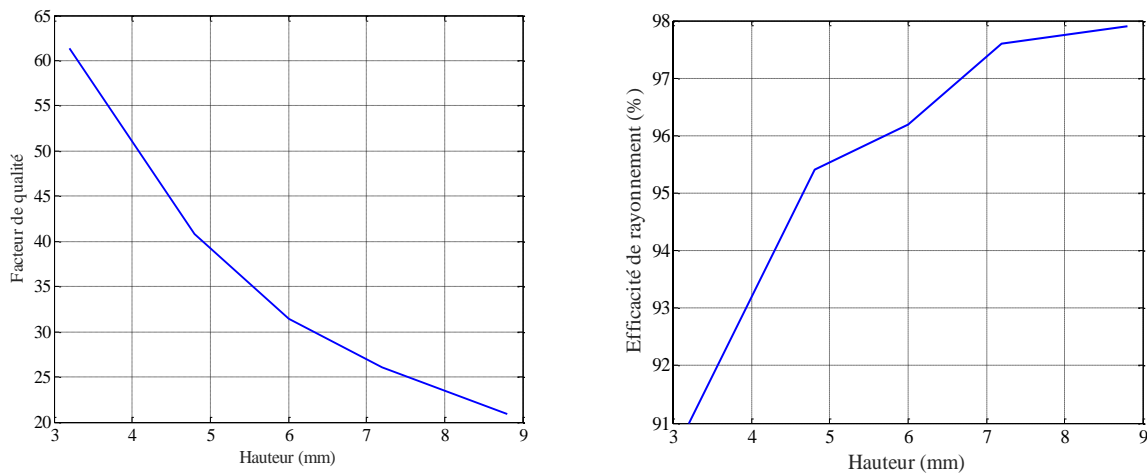


Figure III. 6 : Influence de la hauteur de l'antenne micro-ruban: sur le facteur de qualité (a) et l'efficacité de rayonnement (b).

Ainsi, le réglage de la hauteur de l'antenne nous a permis d'obtenir la bande passante de 10 MHz.

La position du point d'alimentation permet un réglage relativement simple de l'impédance en connectant directement la sonde coaxiale au point optimal sur l'antenne [4]. L'évolution de la résistance d'entrée R_e de l'antenne micro-ruban en fonction de la position du point d'alimentation est tracé dans la Figure III. 7. Le mode en $\lambda/2$ dans la cavité formé par la pastille et dont les extrémités sont en circuit ouvert est illustré.

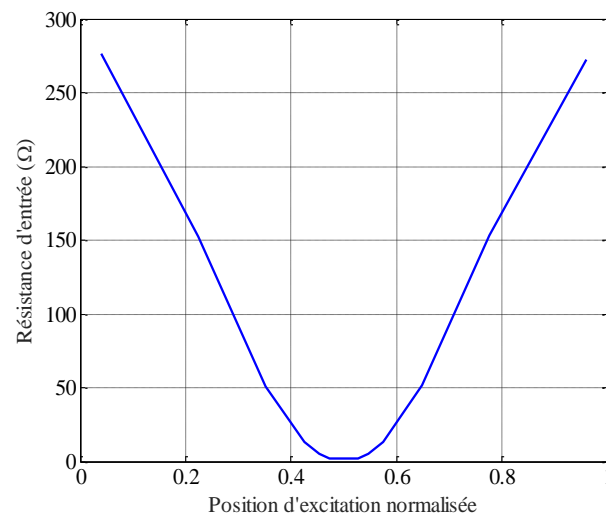


Figure III. 7 : Évolution de la résistance d'entrée de l'antenne micro-ruban en fonction de la position normalisée du point d'alimentation variant le long de la médiatrice.

Ainsi, il existe une position entre le bord et le centre du patch permettant d'adapter l'antenne à l'impédance optimale avec l'alimentation.

1.2.1.2. Réglage de l'impédance à la fréquence fondamentale

À f_0 , la résistance d'entrée est réglée en déplaçant la position d'excitation le long du plan médian. Cette technique est utilisée pour adapter l'antenne à f_0 sur une partie réelle de 2.9Ω . L'alimentation est alors proche du centre, à 7 mm du milieu ($L_p/2$). La Figure III. 8 présente l'impédance d'entrée de l'antenne réglée en partie réelle à la fréquence fondamentale.

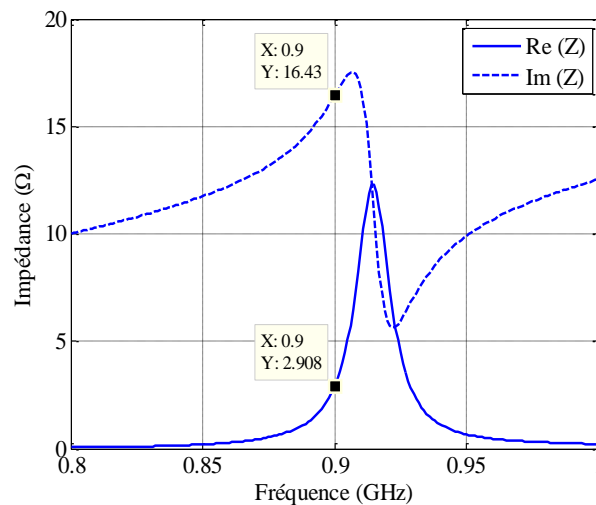


Figure III. 8 : Impédance d'entrée de l'antenne à f_0 .

La partie imaginaire est inductive, cela est dû à l'inductance ramenée par la sonde coaxiale. Pour la régler, on implémente une excitation de l'antenne micro-ruban par couplage via une pastille capacitive placée en bout de la sonde coaxiale d'alimentation (Figure III. 9) [1]. L'absence de contact conduit à un couplage de type capacitif, qui permet usuellement de compenser l'effet inductif lié à la sonde d'alimentation. La partie imaginaire est alors réglée via le diamètre de la pastille capacitive.

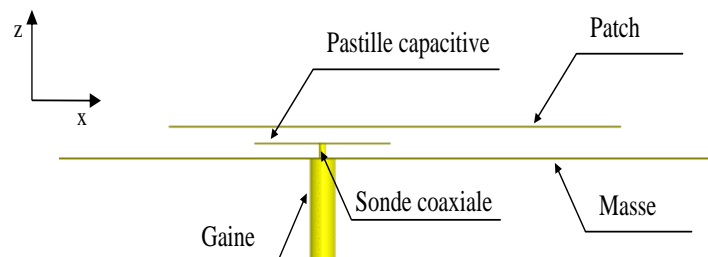


Figure III. 9 : Géométrie de l'antenne micro-ruban faible impédance (vue de profil).

Nous traçons dans la Figure III. 10 l'impédance d'entrée de l'antenne réglée à l'impédance optimale du PA à la fréquence fondamentale. La fréquence de résonance de l'antenne est de 916 MHz, elle se situe après la fréquence d'opération de l'amplificateur (900 MHz).

L'antenne présentant l'impédance optimale du PA à f_0 est appelée dans la suite antenne faible impédance.

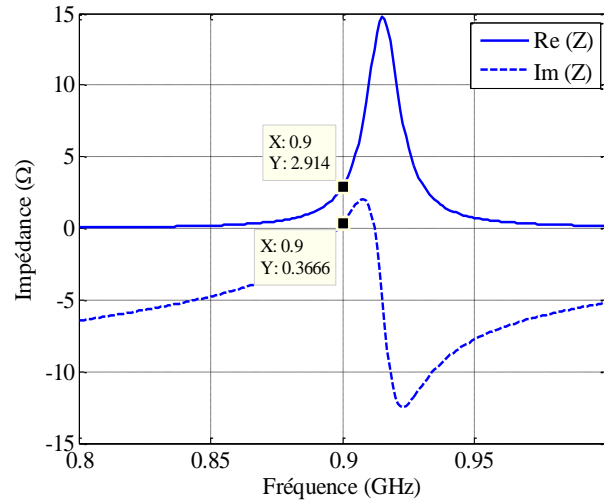


Figure III. 10 : Impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban faible impédance

La Figure III. 11 présente le coefficient de réflexion normalisé par rapport à l'impédance optimale de l'antenne à f_0 . Il est calculé selon l'équation (III.4).

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_{opt}}{Z_{ant} + Z_{opt}^*} \quad (\text{III.4})$$

Comme voulue, l'antenne possède les 10 MHz de bande passante à 900 MHz. La stratégie ici de ne faire fonctionner l'antenne que sur la bande UL supportée par un seul opérateur pour le standard LTE.

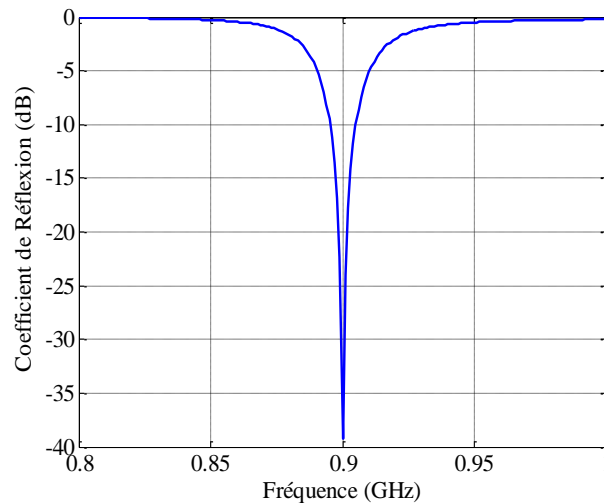


Figure III. 11 : Coefficient de réflexion de l'antenne normalisé sur l'impédance optimale.

L'efficacité de l'antenne faible impédance est représentée dans la Figure III. 12. Elle possède une efficacité de 91% à sa résonance, 916 MHz, et 88% à la fréquence de fonctionnement du PA, 900 MHz.

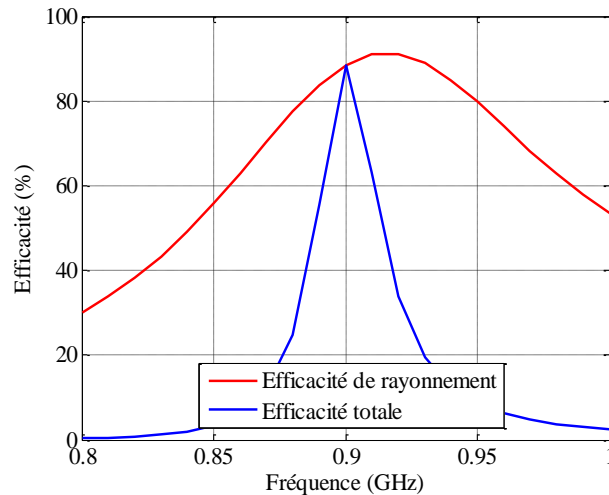


Figure III. 12 : Efficacité de l'antenne faible impédance.

Le gain réalisé de l'antenne faible impédance est présenté dans la Figure III. 13. Le gain de cette antenne vaut 7.2 dBi.

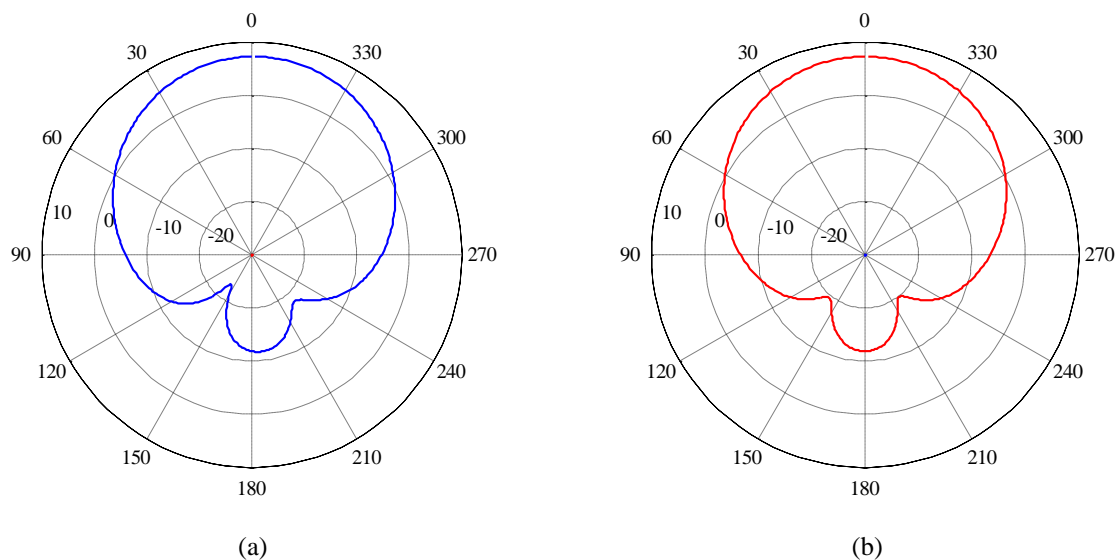


Figure III. 13 : Gain réalisé à 900 MHz de l'antenne faible impédance E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).

En comparaison par rapport à l'antenne micro-ruban classique, nous observons une diminution de l'efficacité de 3% et du gain de 0.2 dB à 900 MHz. Cela peut s'expliquer par le fait qu'on ne travaille pas exactement à la résonance de l'antenne. À la résonance 916 MHz, l'efficacité est de 91%, la même valeur que l'antenne classique.

1.2.2. Contrôle d'impédance à la deuxième harmonique $2f_0$

L'ajout des fentes ouvertes de type « spurline » (filtre distribué coupe bande) sur l'antenne permet de contrôler les impédances aux harmoniques supérieures [5].

1.2.2.1. Description d'une « spurline »

Une spurline est une ligne parasite pouvant agir comme un filtre coupe bande sur une ligne microruban. Elle assure une réjection de l'ordre de 10% autour de la fréquence centrale, qui correspond à -10 dB de réjection. Leurs avantages sont la compacité et une facilité d'intégration puisqu'elle occupe seulement la surface correspondante à une ligne de transmission quart d'onde. Le filtre se compose d'une ligne micro-ruban de longueur totale $\lambda_g/4$ (λ_g est la longueur d'onde associée à la fréquence de coupure centrale du filtre), avec un circuit ouvert à une extrémité et un court-circuit à l'autre extrémité [6]. La Figure III. 14 montre un exemple de géométrie de la « spurline » de type fente, duale de la ligne microruban.

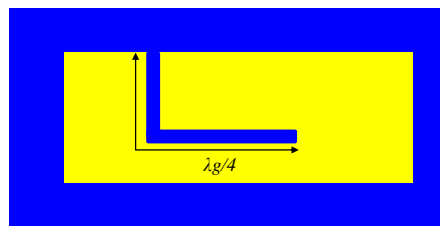
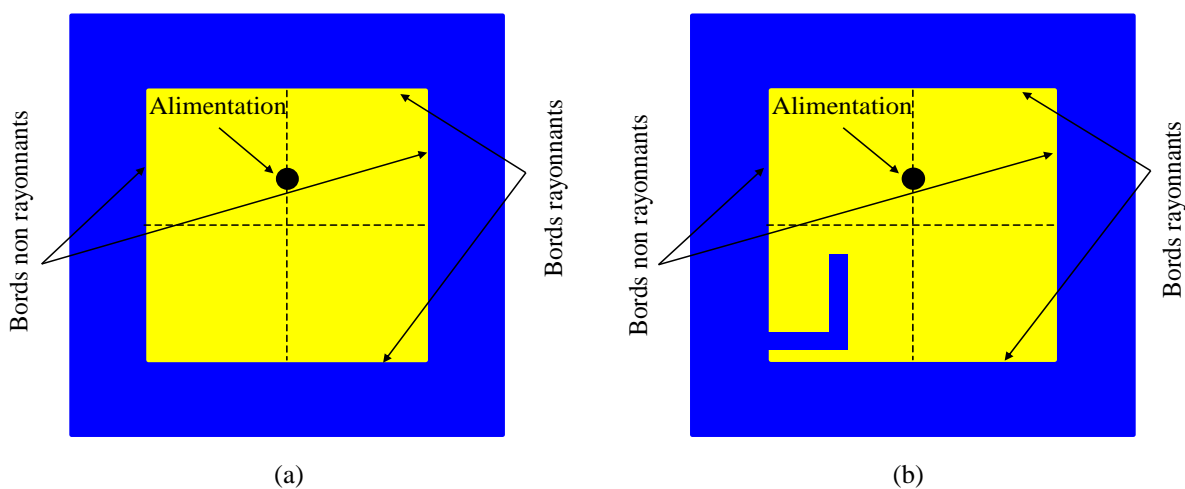


Figure III. 14 : Géométrie de la spurline

1.2.2.2. Processus de réglage de la deuxième harmonique

La « spurline » est intégrée sur l'antenne micro-ruban pour perturber le comportement de l'antenne aux harmoniques et par conséquent contrôler l'impédance à $2f_0$. Une étude précise permet de déterminer sa position, sa longueur et sa largeur. Pour déterminer l'emplacement de la « spurline » sur l'antenne, trois configurations sont testées. La première sans fente (la référence), la deuxième lorsque la fente est gravée sur un bord non rayonnant comme illustré dans la Figure III. 15-b et la troisième lorsque la fente est gravée sur un bord rayonnant, comme illustré dans la Figure III. 15-a. Les « spurlines » sont proches des bords à 3 mm et possèdent les mêmes dimensions ainsi que les même positions dans les configurations deux et trois.



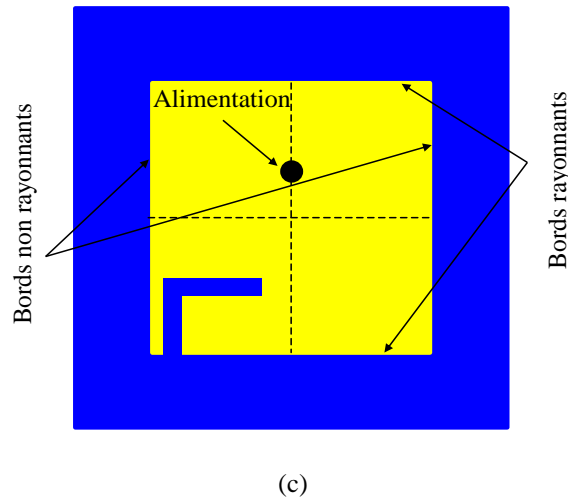


Figure III. 15 : Trois configurations d'antenne : configuration 1 : sans spurline (a) , configuration 2 avec « spurline » sur le bord non rayonnant (b) et configuration 3 : avec « spurline » sur le bord rayonnant (c).

La Figure III. 16 présente la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence fondamentale pour les trois configurations. Sans « spurline » (configuration 1), la fréquence de résonance de l'antenne est de 916 MHz. L'ajout de la « spurline » sur un bord rayonnant (configuration 3) entraîne l'apparition marquée d'une résonance vers les basses fréquences tout en modifiant fortement la résonance initiale de l'antenne sans spurline. Lorsque la spurline est gravée sur un bord non rayonnant (configuration 3), le mode fondamental est moins perturbé et la résonance parasite peut être excitée. En effet, l'intégration de la fente sur un bord rayonnant agit comme un chargement capacitif qui contribue par conséquent à la fréquence de résonance. Donc, l'emplacement de la « spurline » sur les bords non rayonnants est choisi de telle manière à limiter l'impact sur le mode fondamental.

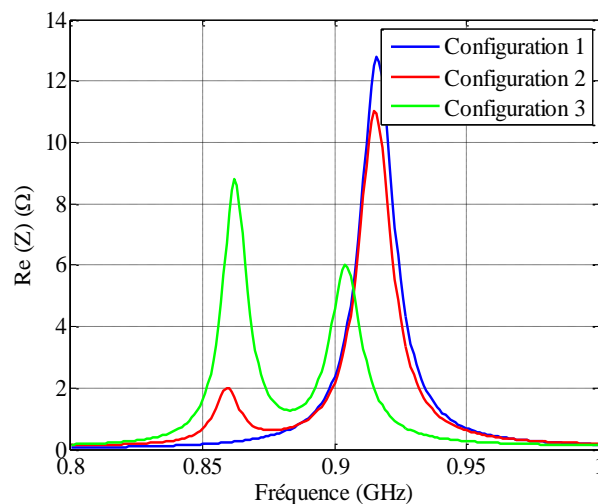


Figure III. 16 : Partie réelle de l'impédance d'antenne micro-ruban pour les trois configurations.

Deux fentes ouvertes de type « spurline » symétriques (Figure III. 17) sont gravées sur les deux bords non rayonnants. Elles sont utilisées pour préserver la symétrie du diagramme

de rayonnement à f_0 type antenne micro-ruban: dans le plan E, E_θ est la composante principale et dans le plan H, E_ϕ est la composante principale.

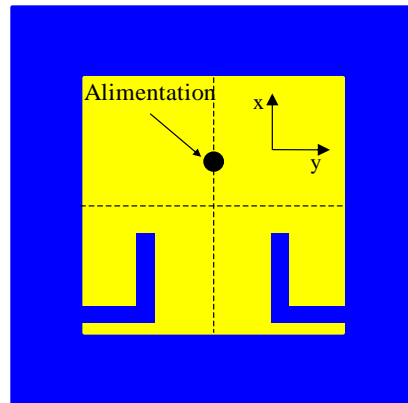


Figure III. 17 : Configuration avec deux « spurlines » symétriques.

La Figure III. 18 compare le niveau du gain de l'antenne sans la fente « spurline », l'antenne avec une seule fente et l'antenne avec deux fentes. Dans le plan E, la composante E_ϕ est de l'ordre de -1 dBi pour l'antenne avec une seule « spurline » alors que le niveau est de -30 dBi avec deux « spurlines ». De même, pour E_θ dans le plan H, le niveau est de l'ordre de -1 dBi avec une fente et -30 dBi avec 2 fentes. En effet, ce niveau élevé des composantes de polarisation croisée dans les deux plans est expliqué par le rayonnement de la fente ouverte type « spurline ». Par contre lorsque deux fentes symétriques sont intégrées, les champs créés sont en opposition de phase (Figure III. 19). Ainsi, le champ total s'annule et par conséquent on note une baisse des composantes croisées. On retrouve alors le rayonnement du mode fondamental d'une antenne micro-ruban.

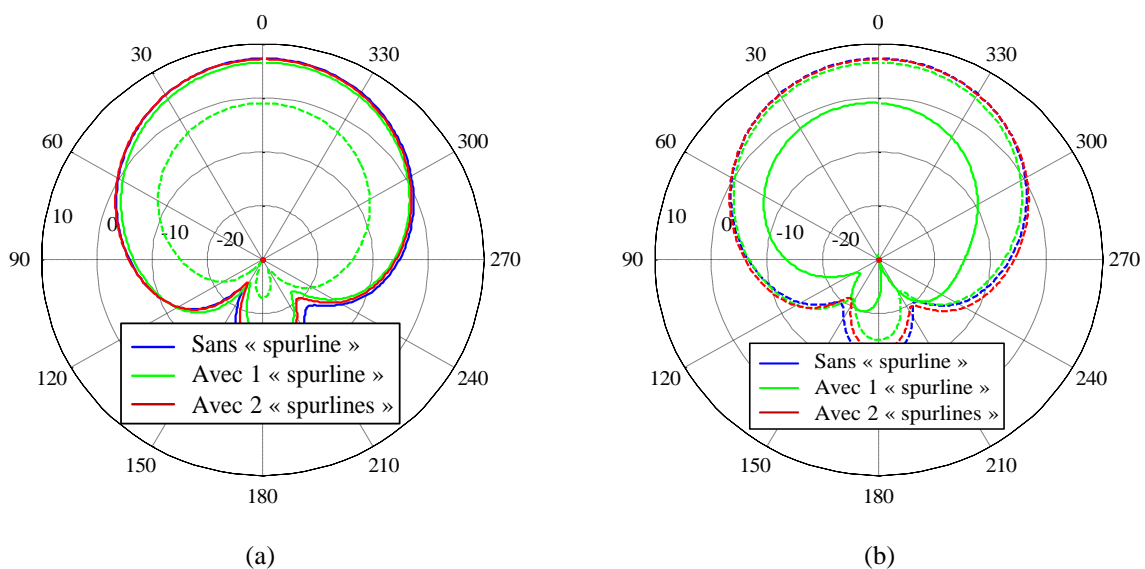


Figure III. 18 : La gain à 900 MHz obtenu par simulation E_θ (ligne continue) et E_ϕ (ligne discontinue): plan E (a) et plan H (b).

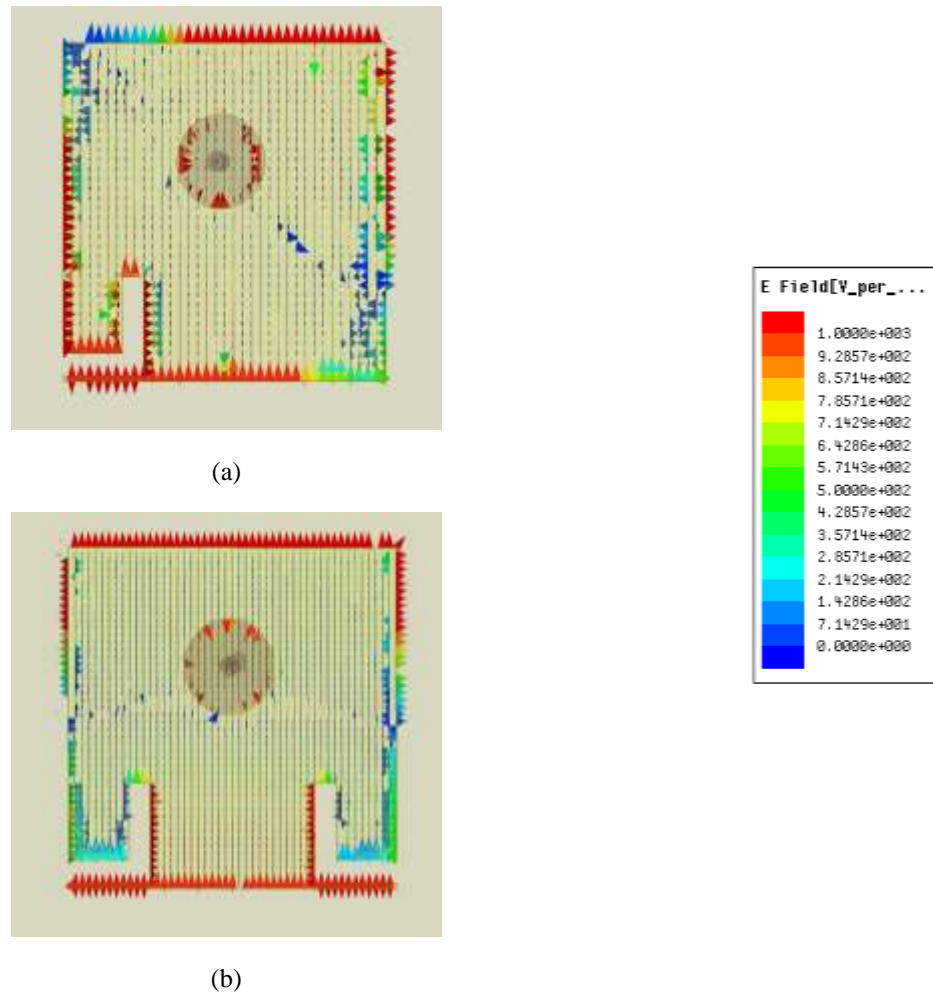


Figure III. 19 : Distribution du champ électrique E sur les deux structures d'antenne : avec un seul « spurline » (a) et avec deux « spurlines » (b).

Dans la suite, nous allons donc utiliser deux fentes ouvertes de type « spurline » symétriques. Nous allons étudier l'influence de la position de la « spurline » le long des bords non rayonnants, ainsi que de sa longueur et sa largeur.

Afin de comprendre le comportement de l'antenne micro-ruban intégrant les fentes ouvertes, nous allons également la modéliser avec un modèle des lignes de transmission.

1.2.2.2.1. Modèle de la ligne de transmission

Le modèle des lignes de transmissions (Transmission Line Mode: TLM) permet de modéliser les antennes de type cavité résonante. Il consiste en la description de la structure de l'antenne sous la forme de tronçons de ligne guide d'onde pour les éléments de l'antenne, de charges localisées pour les effets particuliers comme les effets de bord ou encore les discontinuités. Des modèles TLM ont été proposés pour les antennes types micro-ruban et fente [4]. Le modèle est présenté dans la Figure III. 20.

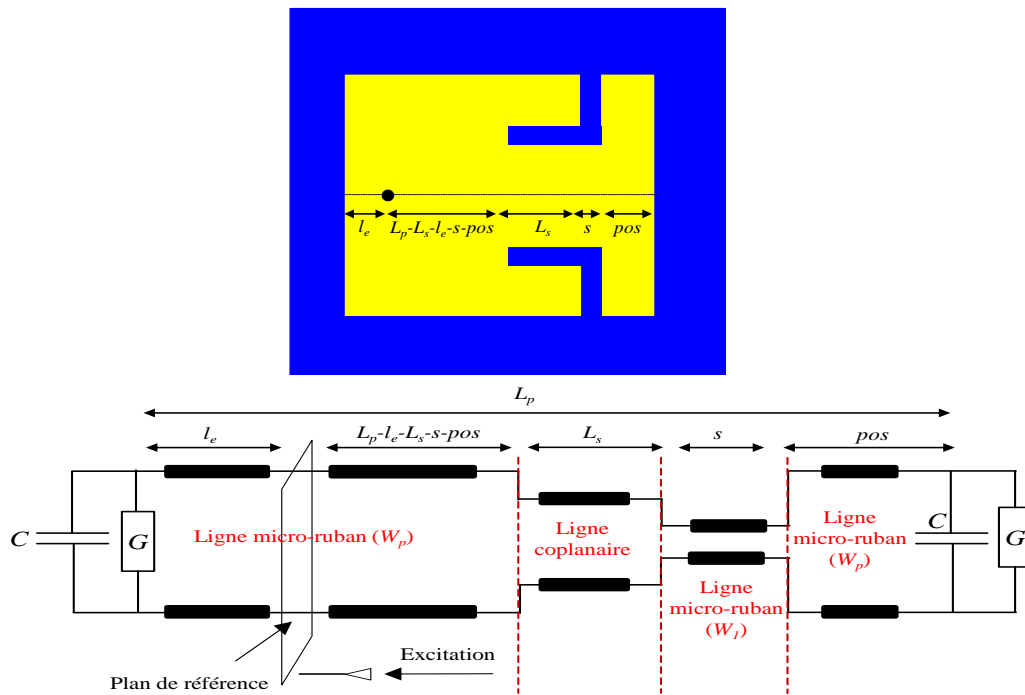


Figure III. 20 : Modèle TLM de l'antenne micro-ruban intégrant les « spurlines ».

Il consiste en des tronçons de ligne micro-ruban et coplanaire partant du plan d'excitation de l'antenne. La longueur totale de ces tronçons est L_p dont chaque extrémité est assimilable à un circuit équivalent constitué de la mise en parallèle [4] :

- d'une susceptance $jB = jC\omega$, liée à l'effet capacitif de bout entre le plan de masse et la ligne.
- d'une conductance G modélisant les pertes par rayonnement créées par toute discontinuité.

Les impédances équivalentes sont ramenées au niveau du plan de référence (position du dispositif d'excitation) à travers ces tronçons des lignes et associées en parallèle. Les discontinuités entre les différentes lignes sont modélisées avec des schémas équivalents proposés dans [4]. Le modèle est implémenté sous Matlab.

Les caractéristiques des lignes: l'impédance caractéristique Z_s et la constante de propagation β_s sont calculées selon les modèles proposés dans la littérature [7].

Le modèle TLM permet de modéliser la réponse de l'antenne sur le mode fondamental.

✓ Influence de la position de la « spurline » le long des bords non rayonnants

Pour déterminer la position optimale de la « spurline » sur les bords non rayonnants, plusieurs positions ont été testées, comme illustré dans la Figure III. 21.

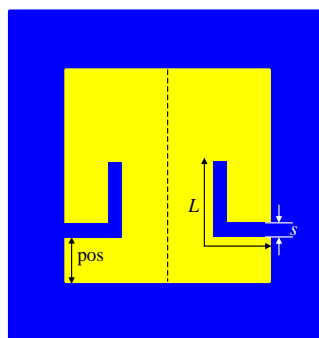


Figure III. 21 : Illustration de la position de la « spurline ».

La position des fentes impacte le plus le mode fondamental de l'antenne micro-ruban. C'est pour cette raison que nous allons étudier son influence autour de f_0 . La Figure III. 22 montre l'évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne autour de la fréquence fondamentale pour plusieurs positions de la fente en simulation et en modélisation.

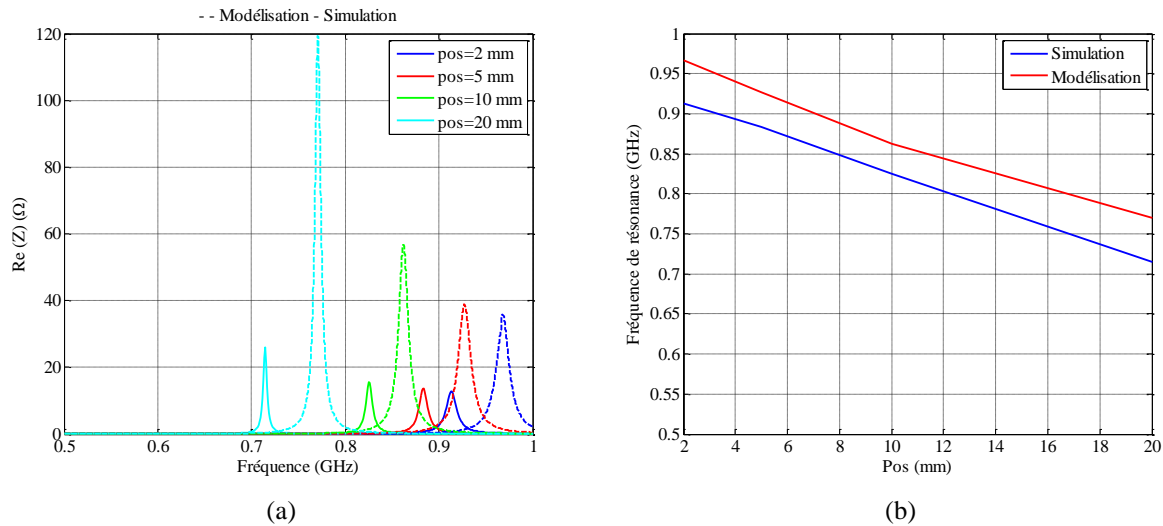


Figure III. 22 : Influence de la position de la « spurline » sur : l'impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique (a).et sur la fréquence de résonance du mode fondamental (b).

Le modèle ne permet pas de modéliser la valeur précise de la résistance de résonance, il est conçu principalement pour prédire la fréquence de résonance sans simulation EM et mieux comprendre de fonctionnement de l'antenne. Un écart maximal de 8% est obtenu entre le modèle et la simulation. Le déplacement des « spurlines » le long des bords non rayonnants de l'extrémité vers le milieu du bord, entraîne une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne. La différence Δf_r est de 150 MHz pour une variation de la position pos entre 2 mm et 20 mm. En effet, le courant est presque nul aux extrémités et devient de plus en plus fort en se rapprochant du milieu du bord non rayonnant. On observe que plus la fente s'éloigne de l'extrémité, plus la capacité équivalente augmente et f_r diminue. La perturbation apportée par la « spurline » est d'autant plus forte que cette dernière est positionnée là où le courant est fort. La position le long des bords non rayonnants est déterminée de telle manière à ne pas impacter le mode fondamental. Donc, la position choisie est celle la plus proche de l'extrémité.

✓ Influence de la longueur de la « spurline »

Nous présentons l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation en fonction de la longueur de la « spurline » autour de la deuxième harmonique dans la Figure III. 23. On observe que la fréquence de résonance décroît de 1.77 GHz à 1.7 GHz pour une augmentation de la longueur de la fente d'un facteur 1/4. En effet, en augmentant cette longueur, la valeur de la capacité équivalente de la fente augmente et par conséquent la fréquence de résonance associée diminue. Bien que cette variation n'introduise que 4% de décalage fréquentielle, la variation d'impédance à $2f_0$ (considéré ici fixe = $0.25 + j 2.1 \Omega$) en

partie réelle est de 80% et en partie imaginaire est de plus de 100%. Ainsi, la longueur de la « spurline » est déterminante pour le réglage de $Z(2f_0)$.

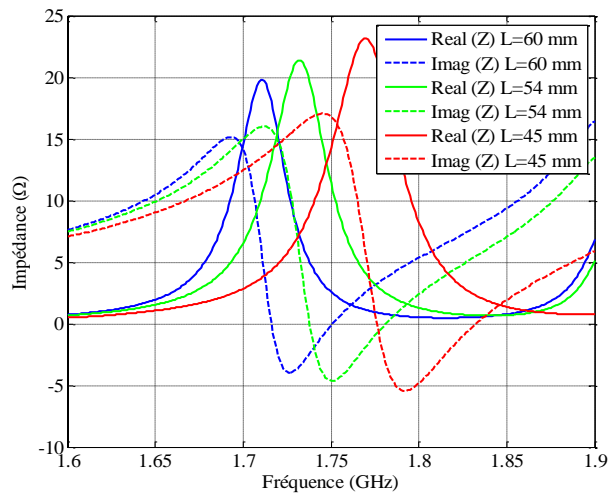


Figure III. 23 : Influence de la longueur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la deuxième harmonique.

L'introduction des « spurlines » engendre une légère perturbation d'environ seulement 2% sur la fréquence fondamentale, comme illustré dans la Figure III. 24. Cet effet est aussi observé avec le modèle. Une perturbation en termes d'impédances à f_0 est de l'ordre de 80% en partie réelle et plus de 100 % en partie imaginaire. On peut tirer la même conclusion qu'à $2f_0$ concernant la longueur de la « spurline » : elle est déterminante pour le réglage de $Z(f_0)$.

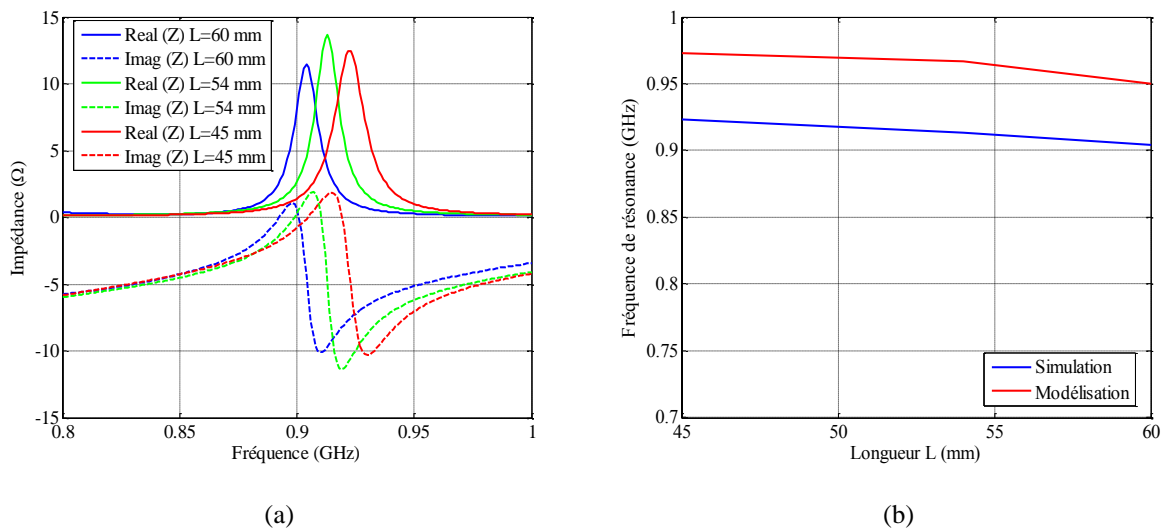


Figure III. 24 : Influence de la longueur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la fréquence fondamentale (a) et fréquence de résonance en fonction de la longueur de la « spurline » en simulation et modélisation (b).

✓ Influence de la largeur de la « spurline »

Afin d'observer l'influence de la largeur « s » de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne, plusieurs valeurs de « s » ont été testées en simulation. La Figure III. 25 présente l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation autour de $2f_0$. Une multiplication d'un

facteur 5 au niveau de «s» entraîne une variation fréquentielle de seulement 2% par contre elle implique une variation de 73% en partie réelle de l'impédance et plus que 100% en imaginaire à $2f_0$. En effet, plus «s» augmente, plus la permittivité effective diminue et par conséquent la longueur d'onde guidée augmente et f_r diminue. En conséquence de cette diminution de la fréquence de résonance, une importante perturbation en impédance est observée.

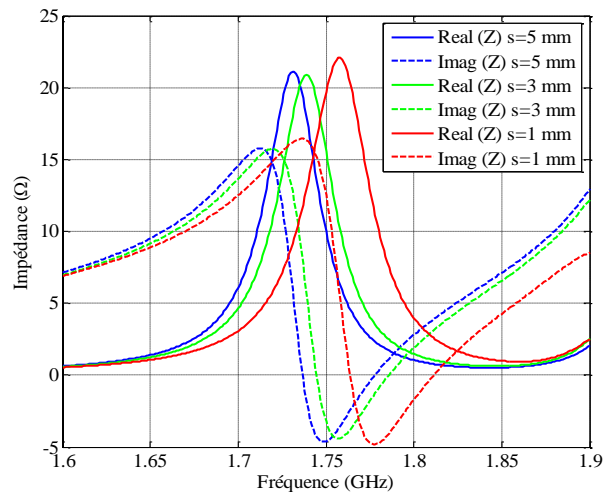


Figure III. 25 : Influence de la largeur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la deuxième harmonique.

Concernant l'effet de la largeur de la « spurline » sur l'impédance à la fréquence fondamentale, une légère perturbation est notée, de l'ordre de 0.5% au niveau de la fréquence de résonance et seulement de 20% au niveau d'impédance (Figure III. 26). Ainsi, la largeur de la « spurline » perturbe légèrement l'impédance à f_0 et apparait comme un critère de réglage sensiblement décorrélé à f_0 .

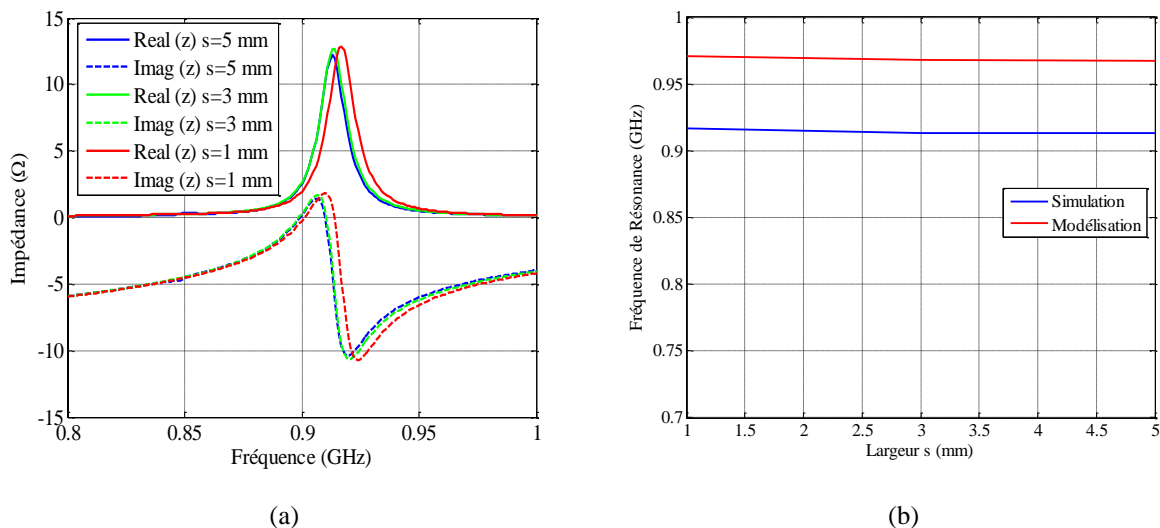


Figure III. 26 : Influence de la largeur de la « spurline » sur l'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à la fréquence fondamentale (a) et fréquence de résonance en simulation et modélisation (b).

Le réglage de l'antenne à f_0 sur une faible impédance est sensible aux différents paramètres de la « spurline », il convient de réaliser un réglage conjoint de l'impédance aux deux fréquences.

1.2.3. Performances de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmoniques

L'antenne micro-ruban étudiée est de forme rectangulaire de côtés L_p et W_p , sur substrat Roger Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\text{tg}\delta = 0.0009$) d'épaisseur $\lambda_0/100$, excitée par couplage via une sonde et une pastille capacitive (Figure III. 27).

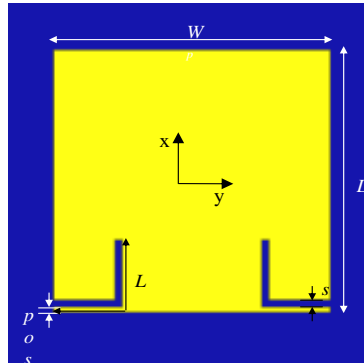


Figure III. 27 : Géométrie de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique, vue de dessus.

À la résonance, la résistance d'entrée est réglée en déplaçant la position d'excitation le long du plan médian. Cette technique est utilisée pour adapter l'antenne à f_0 sur une partie réelle de 2.9Ω . La partie imaginaire est réglée via le diamètre de la pastille capacitive placée en bout de la sonde coaxiale d'alimentation. L'ajout des fentes ouvertes de type « spurline » sur l'antenne permet de contrôler les impédances aux harmoniques supérieures. La longueur de la ligne L est réglée pour perturber le comportement de l'antenne aux harmoniques. La position le long des bords non rayonnants pos est déterminée de telle manière à impacter principalement les modes d'ordre supérieurs. Il a été observé que la largeur de la fente s permet de régler la partie imaginaire de l'impédance. Un réajustement de l'impédance de l'antenne à f_0 est réalisé puisqu'elle reste plus ou moins sensible aux paramètres géométriques de réglage de la « spurline ». Après optimisation par simulation, les dimensions de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique sont résumées dans le tableau III. 2.

Tableau III. 2: Paramètres de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique étudiée.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L_p	108.6
largeur du toit	W_p	104.5
Position de l'excitation par rapport au centre de l'antenne	X_{pos}	16
Rayon de la pastille capacitive	$R_{pastille}$	14.9
Distance entre la pastille et le toit rayonnant	D	1.6
Position de la « spurline »	Pos	2
Largeur de la « spurline »	S	3.2

Longueur de la « spurline »	L	51
Epaisseur du PCB Roger 5880	E	3.2

L'impédance d'entrée de l'antenne avec contrôle d'harmonique à f_0 et son coefficient de réflexion associé normalisé par rapport à l'impédance recherchée est présentée dans la Figure III. 28. La fréquence de résonance de l'antenne est de 913 MHz et la bande passante à -10 dB autour de 900 MHz est bien de 10 MHz.

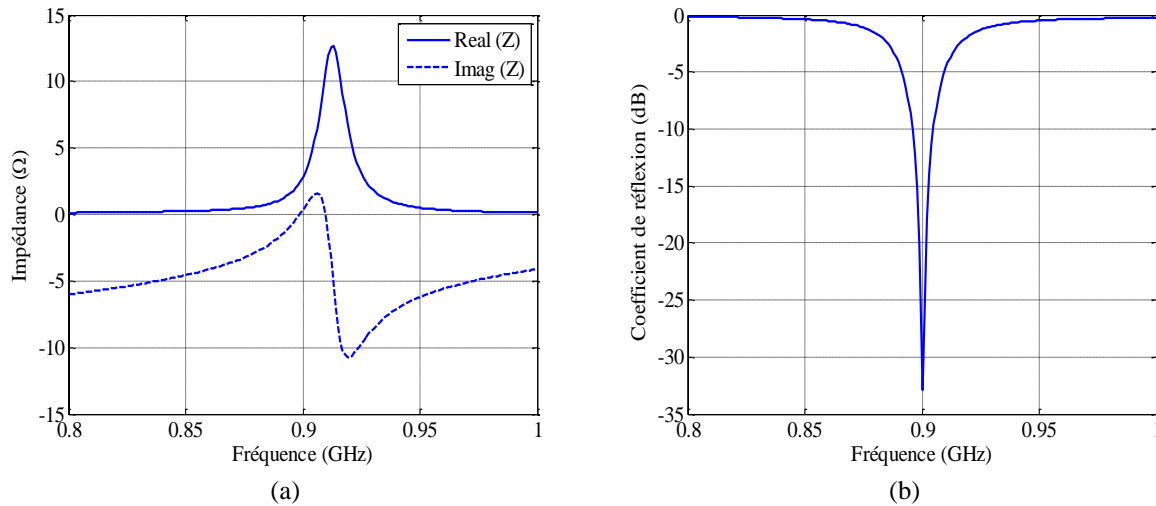


Figure III. 28 : Réponse de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique autour de la fréquence fondamentale : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion associé (b).

L'impédance d'entrée à $2f_0$ et le coefficient de réflexion sont présentés dans la Figure III. 29.

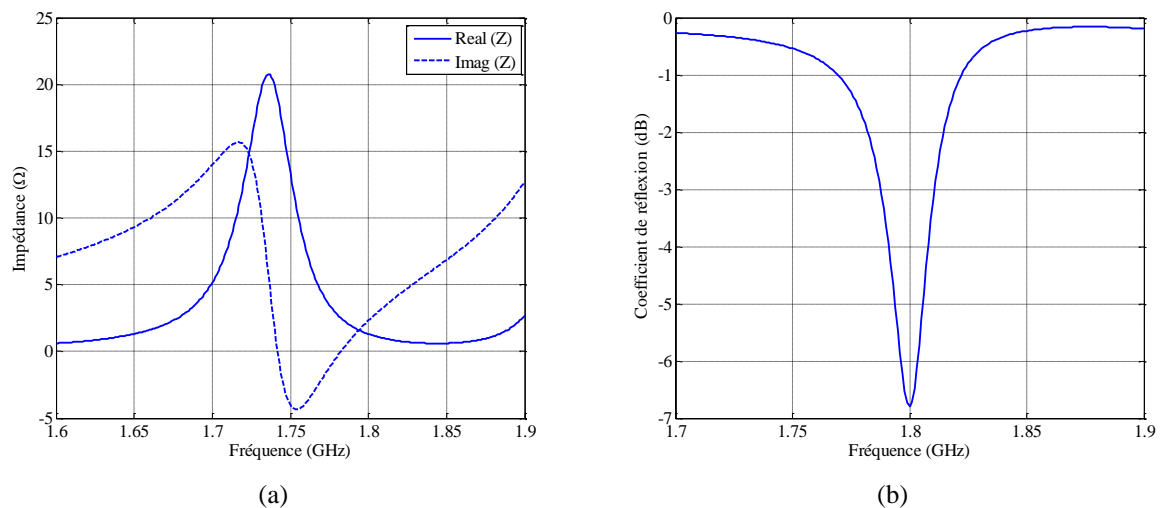


Figure III. 29 : Réponse de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique autour de la deuxième harmonique : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion associé (b).

La Figure III. 30 montre les gains des composantes E_θ et E_ϕ dans les plans E et H à 900 MHz. Le gain réalisé maximal est de 7.1 dBi.

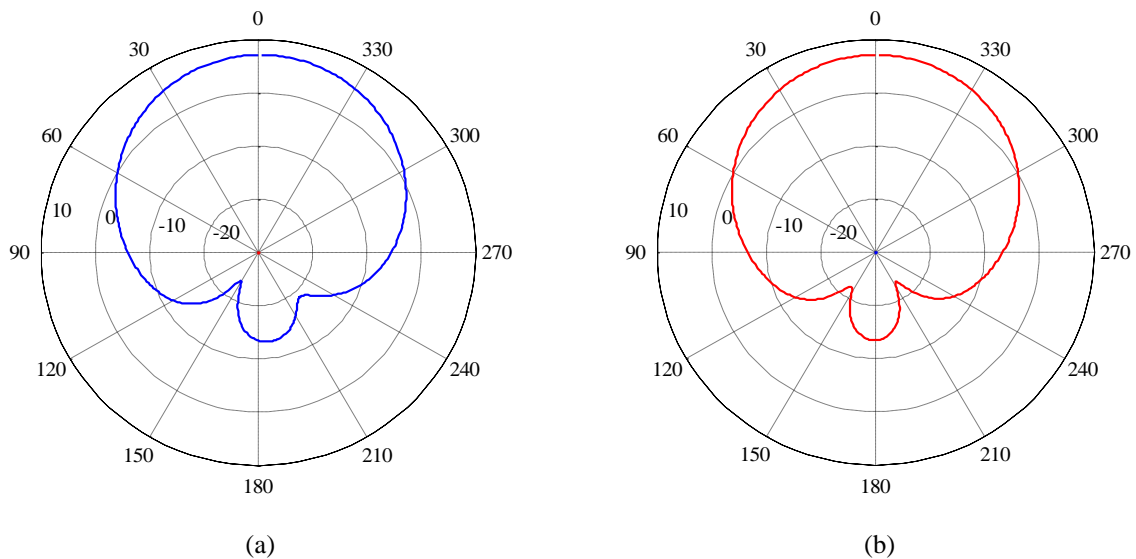


Figure III. 30 : Gain réalisé de l'antenne avec contrôle d'harmonique à 900 MHz E_θ et E_ϕ : plan E (a) et plan H (b).

La Figure III. 31 présente les efficacités de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmoniques. À 900 MHz, l'antenne est efficace à 87%. L'antenne présente les impédances optimales du point de vue du PA, toutefois, on relève qu'elle rayonne efficacement aux harmoniques, l'efficacité de rayonnement à $2f_0$ étant de 80%. En effet, l'efficacité de rayonnement de l'antenne faible impédance n'est pas liée à la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne. À ce stade, le rayonnement de l'antenne à la deuxième harmonique n'est pas discuté. Cette antenne a été conçue spécifiquement pour montrer l'effet des impédances de charge au fondamental et deuxième harmonique présentées par l'antenne sur le fonctionnement du PA. Dans la prochaine partie nous allons discuter cet effet.

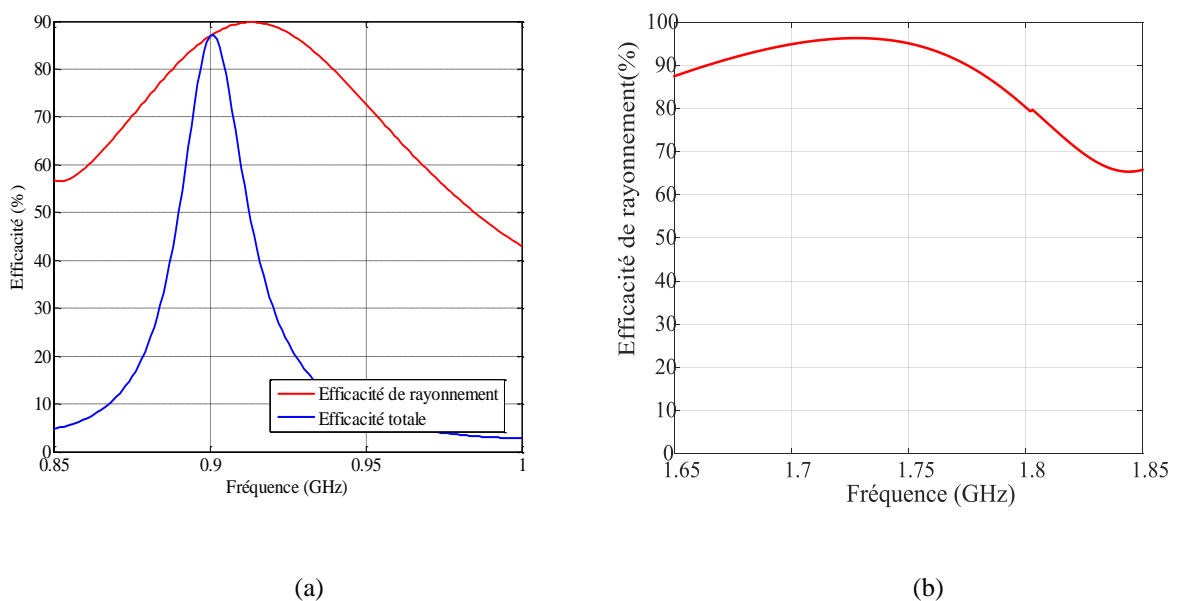


Figure III. 31: Efficacité de l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique : autour de f_0 (a) et autour de $2f_0$ (b).

2. Co-conception antenne et amplificateur de puissance

2.1. Processus de simulation

Pour simuler conjointement l'antenne et le PA, une plate-forme de simulation commune a été choisie. Il s'agit d'ADS. L'antenne est décrite par son fichier touchstone «.S1p» exporté à partir de Ansys/HFSS. Coté PA, on opère une simulation Harmonic Balance (HBa). La simulation HBa est une technique d'analyse dans le domaine fréquentiel adaptée aux circuits et systèmes non linéaires. Elle permet la simulation avec des multiples de la fréquence d'entrée: les fréquences harmoniques.

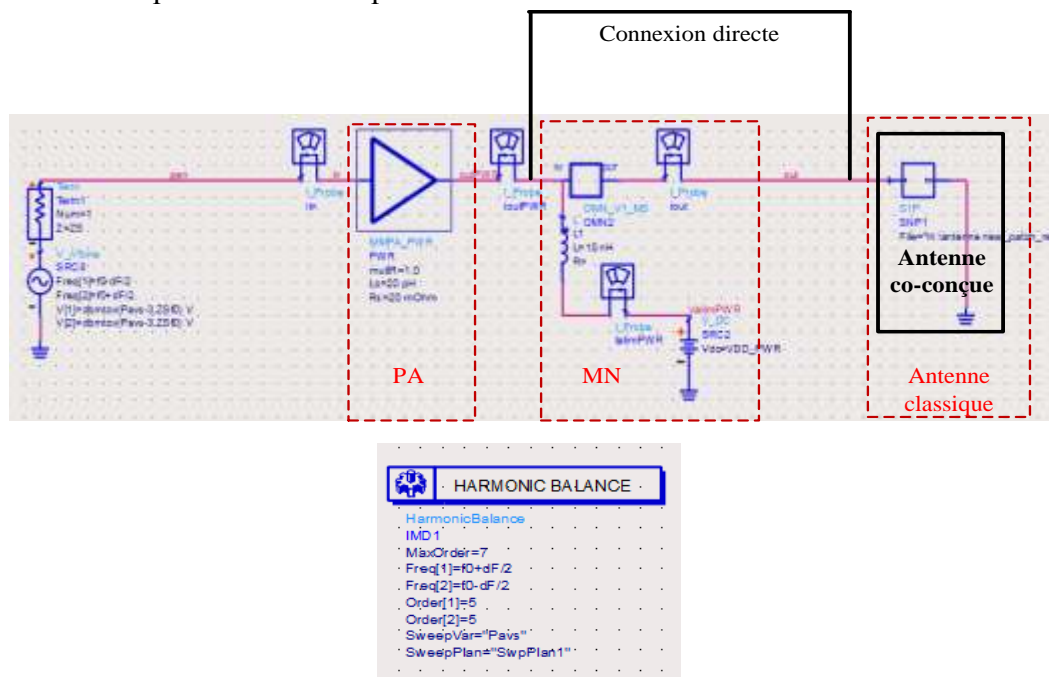


Figure III. 32 : Mise en œuvre de la co-simulation.

Dans les systèmes traditionnels:

- L'antenne et le PA sont conçus et réalisés séparément,
- L'antenne et le PA sont connectés ensemble par une interconnexion,
- L'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance de sortie du (PA+MN) sont de 50 Ω .

Dans le nouveau système:

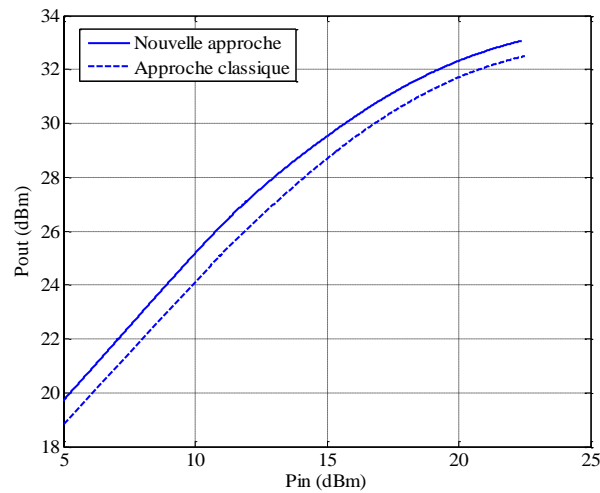
- L'antenne et le PA sont conçus et réalisés conjointement,
- L'antenne et le PA sont directement connectés,
- L'impédance d'entrée de l'antenne est adaptée à l'impédance optimale de sortie du PA.

2.2. Co-simulation antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique et PA

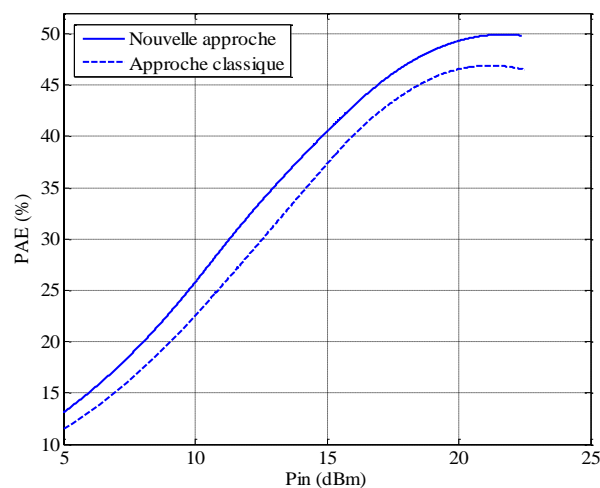
Comme nous l'avons mentionné précédemment, cette première étude de co-simulation de l'antenne micro-ruban avec PA permet principalement de démontrer l'impact de l'impédance de charge présentée au PA par l'antenne sur son fonctionnement.

2.2.1. Rendement (signal CW)

Pour estimer le gain obtenu par la nouvelle approche, nous avons simulé les deux systèmes: système traditionnel (antenne classique + MN + PA) et nouveau système (PA + antenne co-conçue). Nous avons utilisé les paramètres S simulés issus d'Ansys/HFSS, fichier touchstone «.S1p» des antennes comme charge du PA. Les résultats de simulations en grand signal en présentant un signal CW à 900 MHz pour ces deux configurations en fonction de la puissance d'entrée sont présentés dans la Figure III. 33. Dans les deux configurations, les caractéristiques évaluées sont prises au pied de l'antenne. Comme prévu, les résultats obtenus grâce à la nouvelle approche sont supérieurs comparés à ceux obtenus avec l'approche traditionnelle sur une interface 50 Ω . La puissance maximale passe de 32.5 dBm à 33 dBm, soit une différence de 0.5 dB qui correspond aux pertes dans le circuit d'adaptation quasi-idéal utilisé dans cette étude. Ainsi, le gain obtenu en puissance de sortie correspond aux pertes du MN.



(a)



(b)

Figure III. 33 : Comparaison des résultats de la co-simulation du PA/antenne 50 Ω et PA/antenne co-conçue en fonction de la puissance d'entrée : puissance de sortie (a) et PAE (b).

Le rendement passe de 46.5% à 49.8%.

L'efficacité totale (η_{totale}) du système est définie avec l'équation (III.4):

$$\eta_{totale} = \frac{P_{ray} - P_{in}}{P_{dc}} = PAE + \frac{P_{out}}{P_{dc}}(\eta_r - 1) \quad (III.4)$$

Avec: P_{ray} est la puissance rayonnée de l'antenne.

La Figure III. 34 présente une comparaison entre l'efficacité totale de deux systèmes : le système classique et le nouveau système. Bien que l'efficacité de l'antenne micro-ruban classique adaptée sur 50 Ω (90.8%) soit supérieure à celle de l'antenne co-conçue (86.9%), l'efficacité totale de la nouvelle approche reste légèrement meilleure que l'approche classique. La différence entre les deux efficacités varie entre 0.5 et 2%. L'apport de la nouvelle approche sera plus intéressant avec l'utilisation d'un MN réel.

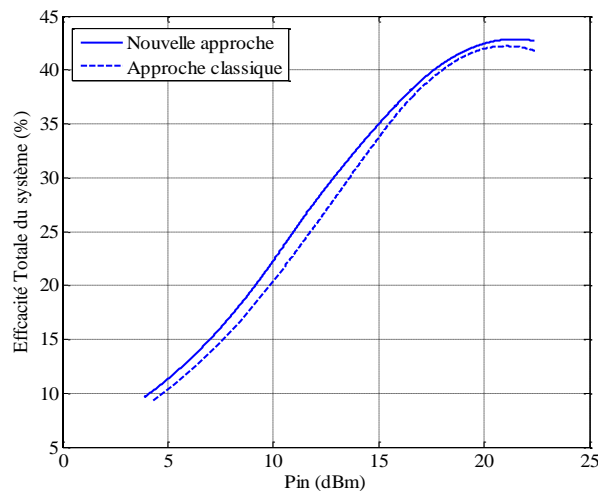


Figure III. 34 : Comparaison des efficacités de deux systèmes.

2.2.2. Linéarité (signal 2 tons)

Les simulations sont faites en présentant deux tons de fréquences espacés de 5 MHz. La Figure III. 35 présente la variation de IMD3 et du PAE en fonction de P_{out} pour les deux configurations (configuration classique et nouvelle configuration. À la limite de linéarité, $IMD3 = -30$ dBc, la puissance maximale de sortie pour l'approche classique est de 26.3 dBm alors que pour la nouvelle approche cette valeur vaut 29.2 dBm. Au niveau du $IMD3$ High, l'observation est la même: P_{out} maximale est de 29.9 dBm pour l'approche classique contre 30.9 dBm pour la nouvelle approche. L'amplificateur de puissance se comporte d'une manière linéaire pour une puissance de sortie plus élevée dans le cadre de la nouvelle approche qu'à l'approche classique.

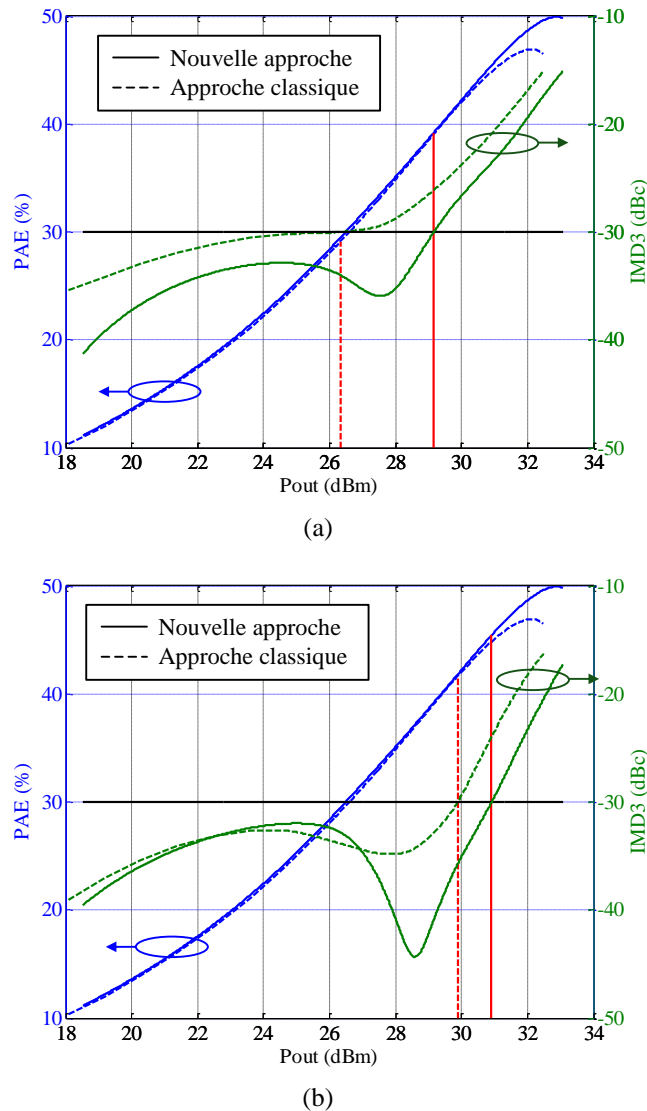


Figure III. 35: Comparaison des résultats de linéarité et PAE de la co-simulation de deux approches en fonction de la puissance de sortie: IMD3 Low (a) et IMD3 High (b).

Le Tableau III. 3 résume les limites du fonctionnement linéaire pour les deux configurations. Les performances de l'amplificateur de puissance à la limite de son fonctionnement linéaire sont meilleures pour la nouvelle approche que celle classique, le PAE passe de 29.1% à 39.2%, P_{out} passe de 26.3 dBm vers 29.2 dBm. L'avantage de la nouvelle approche est plus nettement observé au niveau du comportement linéaire de l'amplificateur de puissance.

Tableau III. 3: Performances du PA à la limite de fonctionnement linéaire pour les deux approches.

	Approche classique	Nouvelle approche
<i>IMD3 (dBc)</i>	-30	-30
<i>PAE (%)</i>	29.1	39.2
<i>P_{out} (dBm)</i>	26.3	29.2

2.2.3. Conclusion

La co-conception de l'antenne présentant les impédances de charges optimales à la sortie du PA montre bien l'intérêt de cette approche. En effet, l'élimination du circuit d'adaptation entre l'antenne et l'amplificateur permet de gagner les pertes d'insertion introduites par le MN. Un second fait marquant de cette approche est au niveau linéarité. Elle permet de maintenir la linéarité du PA à des niveaux de puissances supérieurs par rapport au cas où l'antenne est adaptée sur 50Ω . La limite de fonctionnement linéaire du PA avec l'antenne co-conçue correspond à un PAE de 39.2% ; soit une amélioration relative de 30% par rapport à l'approche classique (antenne 50Ω + MN + PA) et P_{out} est de 29.2 dBm; soit 50% de plus par rapport à la puissance de sortie du système classique. Cette étude montre l'importance de contrôler les impédances de charge du PA et l'intérêt de le faire directement à l'aide de l'antenne.

Un inconvénient possible au niveau système de Télécommunication de cette antenne est qu'elle rayonne efficacement à la deuxième harmonique. Toutefois, il existe d'autres applications où le transfert de puissance est prioritaire que le rayonnement hors bande comme les brouilleurs. Dans une deuxième partie, nous allons nous intéresser au rayonnement à la deuxième harmonique. Pour se faire nous allons étudier un autre type d'antenne à savoir l'antenne fil-plaque monopolaire.

3. Antenne fil-plaque monopolaire filtrante

L'idée consiste à concevoir une antenne présentant les bonnes impédances et jouant le rôle d'un filtre aux harmoniques d'ordre supérieure. La fonction du filtrage consiste à limiter l'efficacité de rayonnement (η_r) de l'antenne aux harmoniques. Puisque la co-conception permet de répartir les contraintes sur les différents blocs. La co-conception antenne et amplificateur de puissance est dorénavant imaginée autour d'une antenne présentant l'impédance de charge optimale à f_0 qui joue le rôle de filtre aux harmoniques supérieures et d'un amplificateur de puissance qui inclut un circuit permettant de régler les impédances aux harmoniques deux et trois (Figure III. 36).

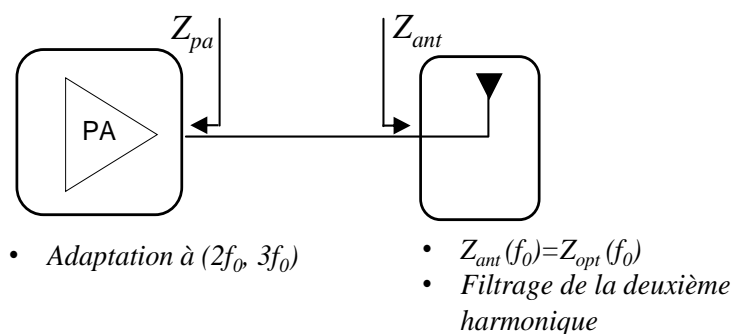


Figure III. 36 : Schéma simplifié de la co-conception antenne filtrante/PA.

3.1. Règles de conception d'une antenne fil-plaque

La structure d'une antenne fil-plaque monopolaire est identique à celle d'une antenne imprimée. Elle est constituée d'une pastille métallique de forme arbitraire placée sur la face supérieure d'une lame diélectrique appelée le toit d'antenne. La face inférieure de cette lame est entièrement métallisée et constitue le plan de masse. L'alimentation de l'antenne est réalisée par une sonde coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat diélectrique afin d'être connectée au toit métallique. La particularité de cette antenne est de posséder un fil de court-circuit connectant le toit de l'antenne au plan de masse. Ce fil est souvent appelé fil de masse, fil de retour ou fil de court-circuit. La présence de ce fil à proximité de la sonde d'alimentation au centre du toit est à l'origine du fonctionnement original de l'antenne [8]. Le rayonnement de ce type d'antenne est équivalent à celui d'un monopôle quart d'onde mais pour une hauteur d'antenne beaucoup plus réduite (typiquement un 20^{ième} de longueur d'onde). Une étude complète des paramètres clés de cette structure peut être trouvée dans [8] dont le Tableau III. 4 présente une synthèse.

Tableau III. 4: Influence des paramètres de l'antenne fil-plaque [8].

PARAMETRES		fréquence de résonance	résistance de résonance	facteur de qualité
hauteur	↗	↘	=	↘
permittivité du substrat	↗	↘	↗	↗
longueur du toit	↗	↘	=	=
largeur du toit	↗	↘	=	=
surface du toit	↗	↘	=	=
forme du toit	0 W	=	=	=
longueur-largeur du plan de masse	↗	↘	↘	↘
rayon de la sonde coaxiale	↗	=	=	=
rayon du fil de masse	↗	↘	↘	↘
déplacement de la sonde coaxiale	centre vers extrémité	=	↗	↗
déplacement du fil de masse	centre vers extrémité	↘	↗	↗
déplacement conjoint des fils	centre vers extrémité	↘	=	↗

↘ diminution = stabilité ↗ augmentation

3.2. Description de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante

L'antenne fil-plaque monopolaire étudiée sous Ansys/HFSS est de forme carrée de côté $L_f = W_f = 45$ mm ($\lambda_0/7.4$), sur un substrat Roger Duroid 4003 ($\epsilon_r = 3.55$, $\text{tg}\delta = 0.0027$, $e_1 = 1.524$ mm). Le plan de masse est de dimension 250 mm ($4\lambda_0/3$ à 900 MHz) pour éviter d'avoir un effet de sa taille sur l'impédance. Il a été éloigné de l'élément rayonnant d'une hauteur $e = 8.5$ mm ($\lambda_0/39.2$) afin d'élargir la bande passante. L'effet inductif créé par la longueur de la sonde d'alimentation est compensé via une pastille capacitive placée au bout de la sonde coaxiale sur la couche inférieure du substrat (Figure III. 37). L'élément rayonnant

est placé au-dessus du substrat et excité par couplage électromagnétique. La capacité coplanaire sur le toit rayonnant est utilisée pour la réalisation. La couche du substrat FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\text{tg}\delta=0.02$) au-dessous du plan de masse est utilisée par la suite pour l'intégration de l'amplificateur de puissance. À la fréquence fondamentale, l'impédance est réglée selon les consignes résumées dans le Tableau III. 4.

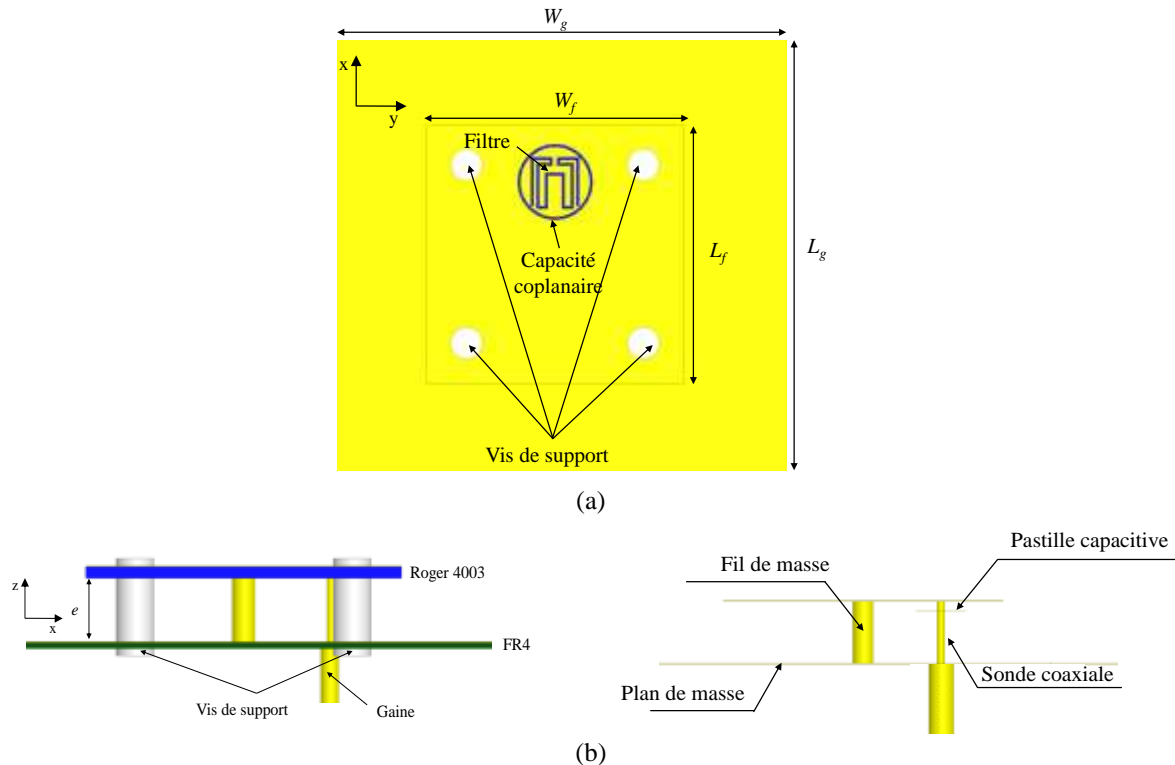


Figure III. 37 : Géométrie de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante : vue de dessus (a) et vue de profil (b).

La réponse fréquentielle de l'antenne autour de 900 MHz et son coefficient de réflexion normalisé par rapport à l'impédance objectif sont représentés dans la Figure III. 38. La bande passante à -10 dB est bien de 10 MHz. On notera que se point d'adaptation d'impédance est obtenu avant la résonance, ce qui contribue à la miniaturisation de l'antenne. L'efficacité de rayonnement de l'antenne est de 86.5% à 900 MHz et 98% à la deuxième harmonique, 1.8 GHz (Figure III. 39).

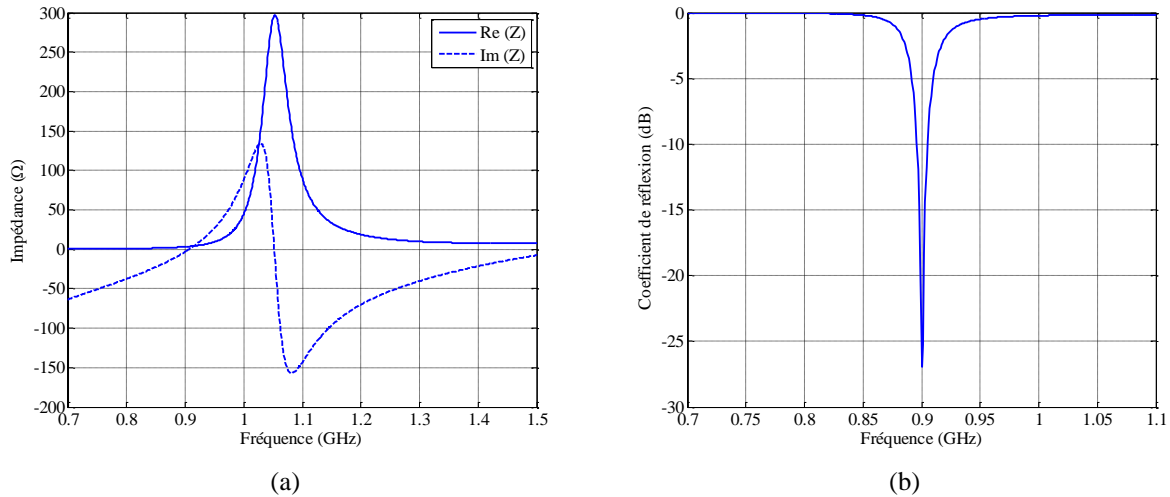


Figure III. 38 : Réponse de l'antenne fil-plaque autour de la fréquence fondamentale: impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion normalisé (b).

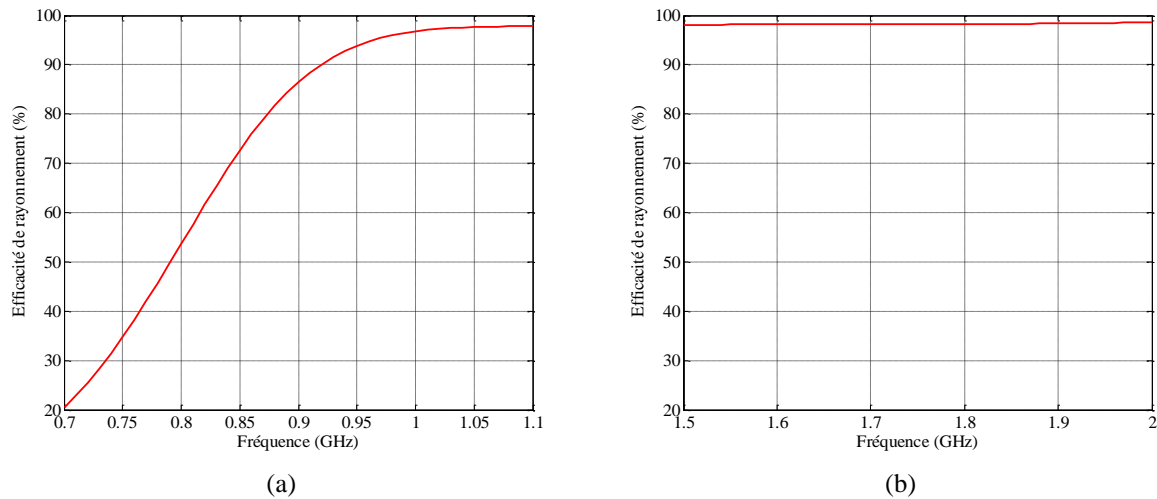


Figure III. 39 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque autour de: la fréquence fondamentale (a) et la deuxième harmonique (b).

Pour assurer un filtrage coupe bande, nous avons inséré une fente dans le toit de l'antenne, au niveau de la capacité coplanaire, comme illustré dans la Figure III. 37-a. En effet, comme il a été expliqué dans (III.5), la fente crée une forte résonance et par conséquent limite l'efficacité de rayonnement. Afin d'optimiser les performances de la fonction filtre coupe bande, une étude paramétrique a été menée en simulation. Les paramètres qui influencent le plus les performances du filtrage sont la longueur de la fente et sa largeur.

La Figure III.40-a présente l'efficacité de rayonnement de l'antenne pour trois valeurs de longueur de la fente. La fréquence de coupure (f_c) décroît de 1.88 GHz vers 1.77 GHz pour une variation de L comprise entre 48 mm et 54 mm. On peut remarquer, à partir de cette figure, que la longueur de la fente fixe la fréquence centrale du filtre coupe bande. La Figure III. 40-b présente l'efficacité de rayonnement de l'antenne pour trois valeurs de largeur W de la fente de 0.1 mm, 0.2 mm et 0.3 mm. On peut observer que la largeur de la fente influe sur la fréquence de coupure (f_c passe de 2.1 GHz à 1.9 GHz pour un W variant entre 0.1 et 0.3 mm respectivement). En effet, la réduction de la largeur de la fente fait fonctionner le

filtre à des fréquences plus hautes pour une même longueur de fente. De plus, un autre effet remarquable de la variation de la largeur de fente apparaît sur la largeur de la bande interdite du filtre. Pour une efficacité de rayonnement fixe de 10%, la largeur de la bande interdite est de 40 MHz pour un W de 0.1 mm et de 50 MHz pour un W de 0.3 mm. La diminution de la largeur réduit la largeur de la bande interdite du filtre et sa réjection en augmentant son facteur de qualité.

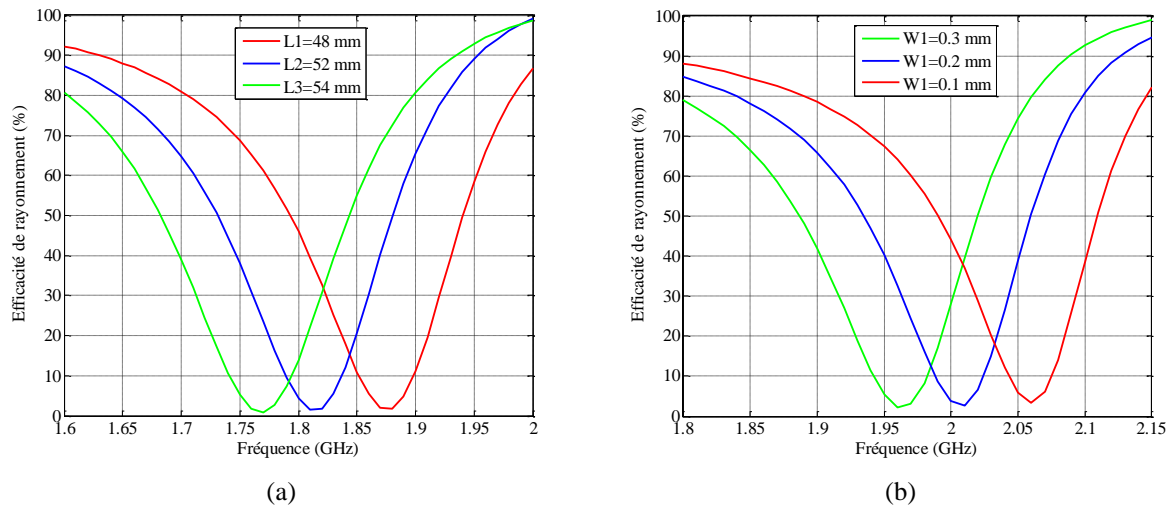


Figure III. 40 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque autour de la deuxième harmonique en fonction de: la longueur de la fente (a) et la largeur de la fente (b).

L'étude paramétrique a montré qu'en modifiant la longueur et la largeur de la fente, il est possible de centrer le filtrage coupe bande autour de la bande de fréquence indésirable à savoir 1.8 GHz. La fente utilisée est de largeur 0.5 mm et de longueur 52.1 mm, ce qui équivaut à $0.31 \lambda_0$ à la deuxième harmonique de l'antenne. Cette longueur électrique n'est pas égale à la demi-longueur d'onde à cette fréquence à cause de l'utilisation d'un substrat diélectrique de permittivité relative supérieure à 1.

Le rayonnement de l'antenne de référence (sans fente) à $2f_0$ est entre un rayonnement d'une antenne type micro-ruban et un rayonnement de type fil-plaque. Le gain à cette fréquence est de l'ordre de 4.8 dBi. L'insertion de la fente sur le toit de l'antenne a introduit une chute du gain de 16.6 dB pour atteindre un niveau de -11.8 dBi. La Figure III. 41 présente le diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque avec et sans fente dans les plan xOz et yOz.

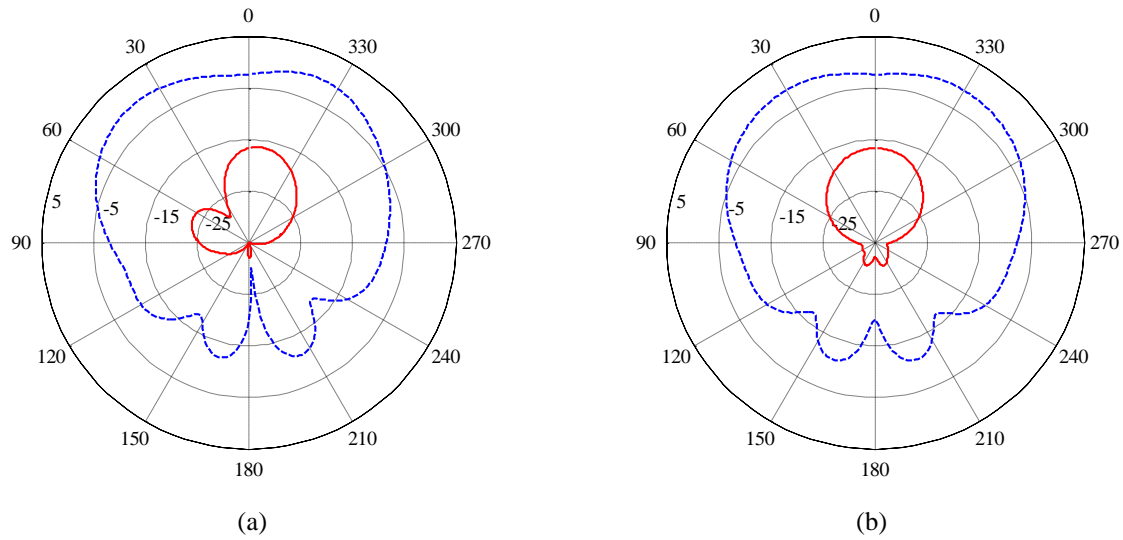


Figure III. 41 : Gain total de l'antenne fil-plaque avec et sans fente à 1.8 GHz obtenu par simulation: plan xOz (a) et plan yOz (b).

3.3. Performances de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante

Les dimensions de l'antenne filtrante sont résumées dans le tableau III. 5.

Tableau III. 5: dimension de l'antenne fil-plaque mono polaire filtrante.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur et largeur du plan de masse	$L_g=W_g$	250
Longueur et largeur du toit	$L_f=W_f$	45
Position de l'excitation par rapport au centre de l'antenne	X_{pos}	12.5
Rayon du fil de masse	R_{fil_masse}	1.8
Rayon de la pastille capacitive	$R_{pastille}$	5.2
Rayon de la capacité coplanaire	$R_{coplanaire}$	6.1
Largeur de la fente	W	0.5
Longueur de la fente	L	52.1
Epaisseur du PCB Roger 4003	e_1	1.5
Hauteur de l'antenne	E	8.5

L'impédance d'entrée de l'antenne fil-plaque filtrante à f_0 et son coefficient de réflexion associé normalisé par rapport à l'impédance recherchée est présentée dans la Figure III. 42.

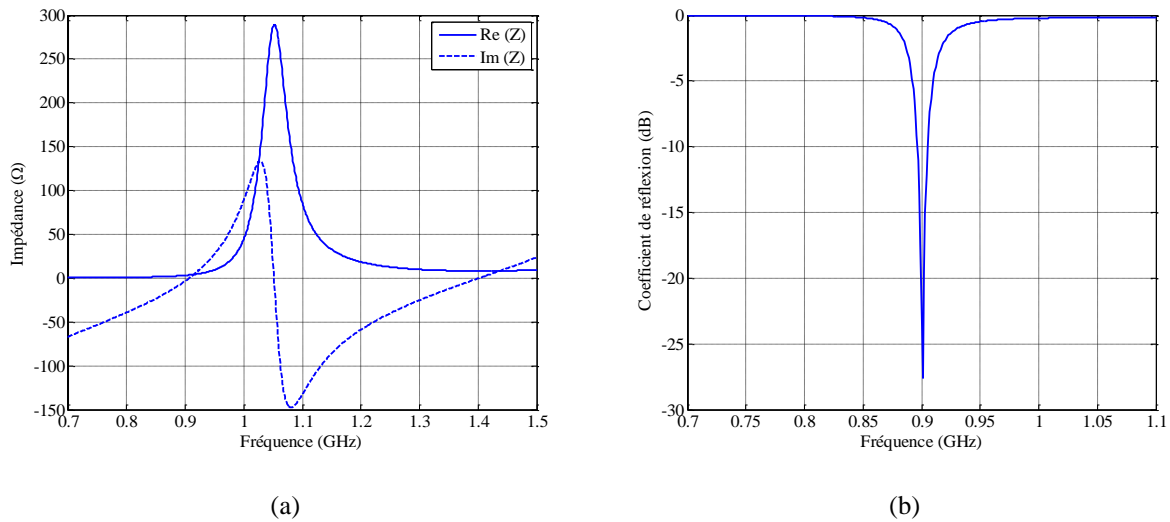


Figure III. 42 : Réponse de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante autour de la fréquence fondamentale : impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion normalisé (b).

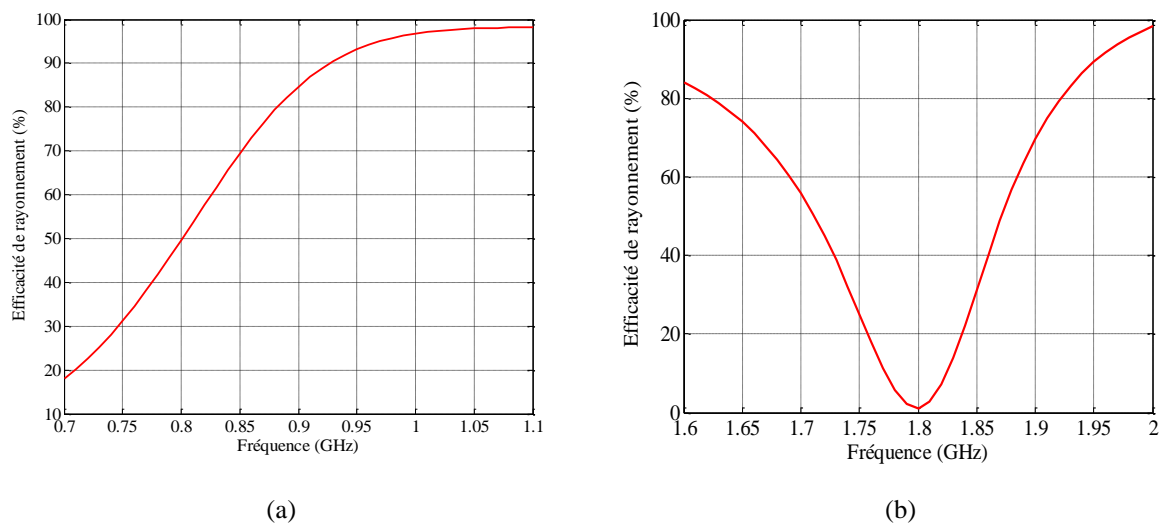


Figure III. 43 : Efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante autour de: la fréquence fondamentale (a) et la deuxième harmonique (b).

L'efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque co-conçue est présentée dans la Figure III. 43. À 900 MHz, η_r est de 84.7% et à 1.8 GHz, η_r est de 1%, soit 20 dB de rejection autour de 1.8 GHz. La fonction filtrage est bien illustrée dans cette configuration d'antenne: l'efficacité passe de 98% sans filtre à 1% avec la fente.

La Figure III. 44 montre le diagramme de rayonnement de cette antenne à 900 MHz respectivement dans les plans d'élévation xOy et yOz. Le gain maximum intrinsèque est d'environ 2.7 dBi. Cette valeur est légèrement inférieure à celle d'un monopole classique (en $\lambda/4$) sur le même plan de masse. Cette différence entre l'antenne fil-plaque et le monopole est due à la miniaturisation de l'antenne, l'antenne fil-plaque monopolaire filtrante est de taille $\lambda_0/7.4 \times \lambda_0/7.4 \times \lambda_0/33$ à 900 MHz.

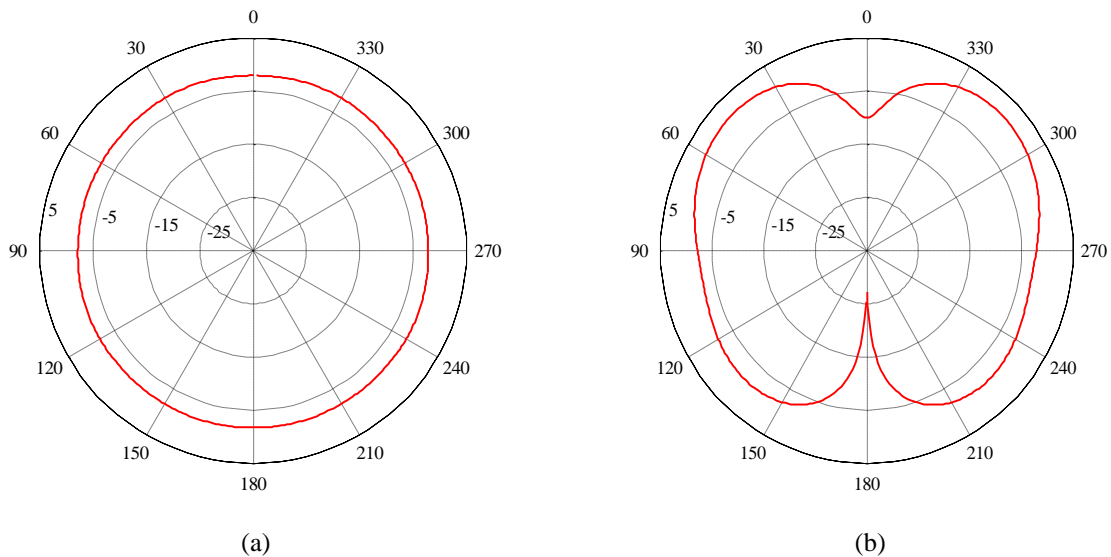


Figure III. 44 : Gain total de l'antenne filtrante à 900 MHz obtenu par simulation: plan xOy (a) et plan yOz (b).

Sachant que le PA sera intégré sur le prototype de l'antenne, plus précisément sur la couche inférieure du plan de masse, une piste d'accueil est ajoutée à l'antenne pour assurer l'interconnexion entre ces deux blocs comme illustrée dans la Figure III. 45.

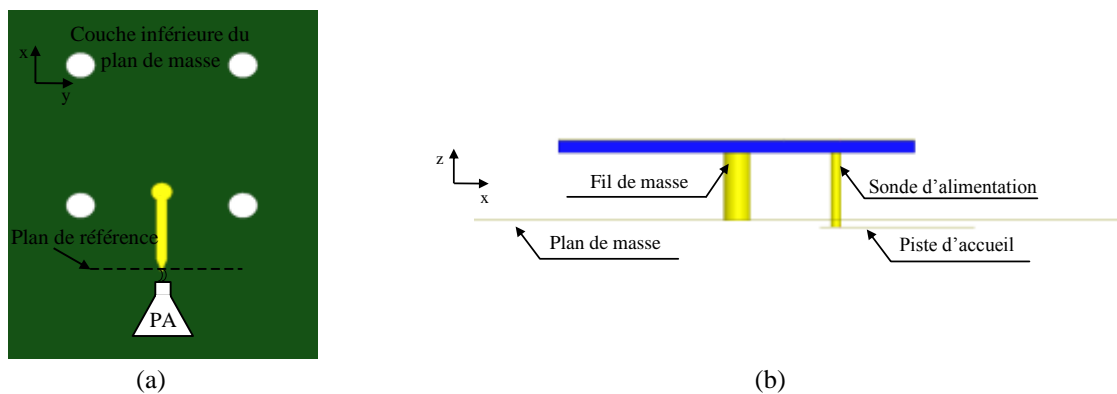


Figure III. 45 : Géométrie du prototype final de l'antenne fil-plaque monopolaire co-conçue: vue de dessus (a) et vue de profil (b).

Les impédances de charge du PA présentées par l'antenne devront être calculées au niveau du plan de référence. Un réajustement de la géométrie de l'antenne permet d'obtenir les mêmes performances de l'antenne décrite en section 3.3 au niveau du nouveau plan de référence. Des travaux futurs devront étudier la co-conception de cette antenne avec le PA et son circuit adéquat permettant de régler les harmoniques deux et trois.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux structures antennaires co-conçue avec un amplificateur de puissance. Il s'agit d'une antenne micro-ruban puis d'une antenne fil-plaque monopolaire, adressant la bande basse du LTE à 900 MHz sur un canal UL instantanée de 10 MHz en première hypothèse. Deux types d'antennes micro-ruban ont été conçus: une antenne classique adaptée sur 50Ω et une antenne présentant une impédance en adéquation avec celle de l'amplificateur de puissance. Cette dernière respecte le cahier des charges du PA pour assurer un fonctionnement optimal. Le contrôle des impédances à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques est réalisé en deux étapes: la fréquence fondamentale est contrôlée via la position et la forme de la sonde d'excitation et la deuxième harmonique est réglée via l'introduction de deux fentes ouvertes de type « spurline ». Sa résonance est positionnée au-dessus de la fréquence d'opération du PA. En comparaison avec une antenne classique, l'antenne micro-ruban co-conçue possède 87% de rendement contre 91% pour l'approche classique et respectivement 7.1 dBi de gain contre 7.4 dBi. On conclut que l'antenne co-conçue sur une impédance très faible permet de retrouver à peu près les mêmes performances, au niveau purement antenne, que l'approche classique sur 50Ω . Pour ce type d'antenne, l'aspect filtrage aux harmoniques d'ordre supérieur n'est pas pris en compte.

La deuxième structure d'antenne, l'antenne fil-plaque monopolaire a été conçue pour filtrer le rayonnement aux harmoniques. En bénéficiant de la co-conception, les différentes contraintes ont été réparties entre l'antenne et le PA. Le contrôle de f_0 et le filtrage du rayonnement à la deuxième harmonique sont réservés à l'antenne et le réglage aux harmoniques d'ordre supérieur est effectué au niveau du circuit intégré du PA. Le contrôle d'impédance à f_0 est réalisé au niveau de l'antenne fil-plaque à travers les différents paramètres géométriques de cette structure et le filtrage est réalisé avec l'intégration d'une fente sur la structure antennaire. L'antenne fil-plaque monopolaire filtrante est de dimensions $\lambda_0/7.4 \times \lambda_0/7.4 \times \lambda_0/33$ à 900 MHz, elle possède une efficacité de 85% et un gain de 2.7 dBi à f_0 . Elle procure un filtrage de 20 dB de rejection sur l'efficacité de l'antenne à $2f_0$.

La co-conception de l'antenne micro-ruban avec l'amplificateur a montré des résultats en faveur de la nouvelle approche (PA connecté directement à l'antenne). De plus, alors que les rendements globaux des deux approches sont équivalents (2 % d'écart sur l'efficacité) dans le cas où le MN est plutôt idéal et qui augmente avec un MN réel, le PA fonctionne plus linéairement dans le cadre de la nouvelle approche que dans le cadre de l'approche classique. En effet, la limite de fonctionnement linéaire du PA avec l'antenne micro-ruban co-conçue correspond à un PAE de 39.2% et une puissance de sortie de 29.2 dBm alors que la limite avec une antenne classique et un réseau d'adaptation correspond à un PAE de 29.1% et une puissance de sortie de 26.3 dBm. Ceci correspond à une amélioration de 50% au niveau de la puissance de sortie et de 30% en termes de PAE en faveur de la nouvelle approche.

Ces résultats prouvent l'avantage de la co-conception antenne et amplificateur de puissance. Comme mentionné précédemment, l'antenne co-conçue est volontairement à bande

passante étroite (10 MHz). Ainsi, le but du prochain chapitre sera d'introduire l'agilité fréquentielle sur l'antenne afin de la reconfigurer sur une large bande de fonctionnement. Il s'agit de faire fonctionner l'antenne seulement sur la bande instantanée exigée par le réseau LTE. Nous allons donc maintenant nous intéresser à la co-conception antenne et composants agiles.

Références du chapitre III

- [1]: “Petites antennes-communications sans fil et terminax”, sous la direction de Jean-Marc Laheurte, 320 pages, Hermès-Lavoisier, 2011.
- [2]: “Antenna Engineering Handbook“, Richard C. Johnson, Editor: Georgia Institute of Technology Atlanta, Georgia, Third Edition!
- [3]: A. D. Yaghjian, R. Best, "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 53, n04, April 2005, pp.1298-1324.
- [4]: “Microstrip Antenna Design Handbook”, Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, Artech House, Boston, London.
- [5]: G. Su, C. Liao, X. Zheng and S. Wang, "Harmonic suppression with spur-line for microstrip patch antenna," Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on, Beijing, 2009, pp. 711-713.
- [6]: R. N. Bates, "Design of microstrip spur-line band-stop filters," in Microwaves, Optics and Acoustics, IEE Journal on, vol. 1, no. 6, pp. 209-214, November 1977.
- [7]: R. Janaswamy and D. H. Schaubert, “Characteristic Impedance of a Wide Slotline on Low-Permittivity Substrates”, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, n° 8, Aug. 1986.
- [8]: Christophe Delaveaud, “Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles”.Thèse de doctorat, 1996.

Chapitre IV: Co-conception Antenne et Composants Agiles

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons évalué quelles étaient les avantages de la co-conception d'une antenne avec un amplificateur de puissance. Pour cela, nous avons étudié une configuration mono-bande d'une antenne avec un PA. L'antenne présente à la sortie du PA l'impédance optimale de fonctionnement ($\neq 50 \Omega$) et filtre la seconde harmonique. Comme l'antenne a été conçue volontairement pour adresser une bande passante étroite de 10 MHz et elle est sensible au contexte, le but de ce chapitre est d'introduire l'agilité fréquentielle afin de couvrir la totalité des bandes basses LTE et de présenter une impédance réglable à l'entrée de l'antenne. Il s'agit de faire fonctionner l'antenne miniature seulement là où cela est nécessaire à savoir sur les bandes d'émission et de réception voire même sur la bande opérateur pour viser les meilleures performances pour une miniaturisation donnée.

Ce chapitre a pour objectif d'investiguer la faisabilité de la co-conception d'antenne avec des composants agiles pour les terminaux mobiles, compatibles avec le standard LTE. Pour se faire, nous allons étudier une antenne adaptée sur 50Ω . Dans un premier temps, nous allons décrire l'antenne choisie, de type fente, et étudier l'influence de ses différents paramètres géométriques afin de mieux comprendre son fonctionnement. Puis, nous allons présenter l'effet de l'ajout d'une capacité variable après avoir détaillé son architecture et ses différents paramètres clés. Une troisième partie sera consacrée à la comparaison de l'antenne agile avec une antenne large bande. Enfin, nous allons étudier une antenne double bande agile en fréquence pour conclure sur l'apport de la co-conception antenne et composant agile.

1. Antenne fente

Le choix du type d'antenne étudiée est basé sur des considérations de simplification et de réduction de la taille du RFFE et de l'antenne. Le choix de l'antenne s'est porté sur une antenne miniature de faible épaisseur appelée antenne fente. Ce type d'antenne présente des perspectives évidentes pour l'intégration dans les systèmes de télécommunications mobiles actuels compacts et pour la réduction du coût lié à la fonction antenne. En effet, la fente nécessite «seulement» un espace libre (sans métal) dans les couches cuivre du circuit imprimé.

1.1. Présentation

Les antennes type fente consistent en un enlèvement de métal au sein d'un plan de masse selon un motif dont la géométrie définit le comportement en impédance et en rayonnement. La structure de l'antenne fente est identique à celle d'une antenne imprimée classique. Les principaux avantages de nature structurelle de cette antenne sont en grande partie identiques à ceux des antennes imprimées et peuvent se résumer à un faible poids, un faible encombrement volumique, une faible épaisseur et un faible coût de fabrication. Les dipôles et les fentes sont deux familles qui ne sont pas indépendantes. Elles sont étroitement liées par le principe de Babinet [1]. Considérons une fente demi-onde, dans un plan conducteur infini, et alimentée en son milieu par un générateur, le dipôle complémentaire est une bande métal de même dimension excitée en son centre par un champ perpendiculaire à celui créé dans la fente (Figure IV. 1).

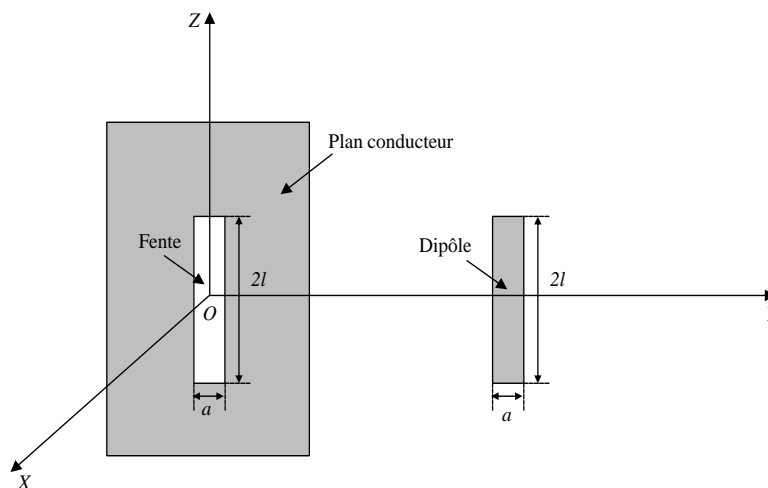


Figure IV. 1 : Antenne fente et dipôle complémentaire.

On montre qu'à condition d'inverser les champs E et H , la fente a le même diagramme de rayonnement que le dipôle élémentaire. La Figure IV. 2 compare, dans les plans verticaux et horizontaux, les champs électrique et magnétique rayonnés par cette fente et par le dipôle complémentaire. De manière équivalente l'antenne fente quart d'onde est le dual d'un

monopôle. Son mode fondamental résonne en quart d'onde. La plaque conductrice infinie est remplacée par un circuit ouvert.

Une fente qui est gravée sur un plan de masse fini présente des performances qui dépendent des dimensions du plan de masse. Une étude de l'impact des variations du plan de masse sur le rayonnement d'une antenne de type fente a été présentée dans [2]. L'étude a montré une diminution de la directivité de l'antenne en augmentant la taille du plan de masse (une directivité maximale de 5 dBi pour 0.7λ et 3 dBi pour 5λ dans les directions $\theta = \pm 90^\circ$). La dépendance à la forme et dimension du plan de masse constitue une problématique de ce type d'antenne et limite son utilisation dans certain cas.

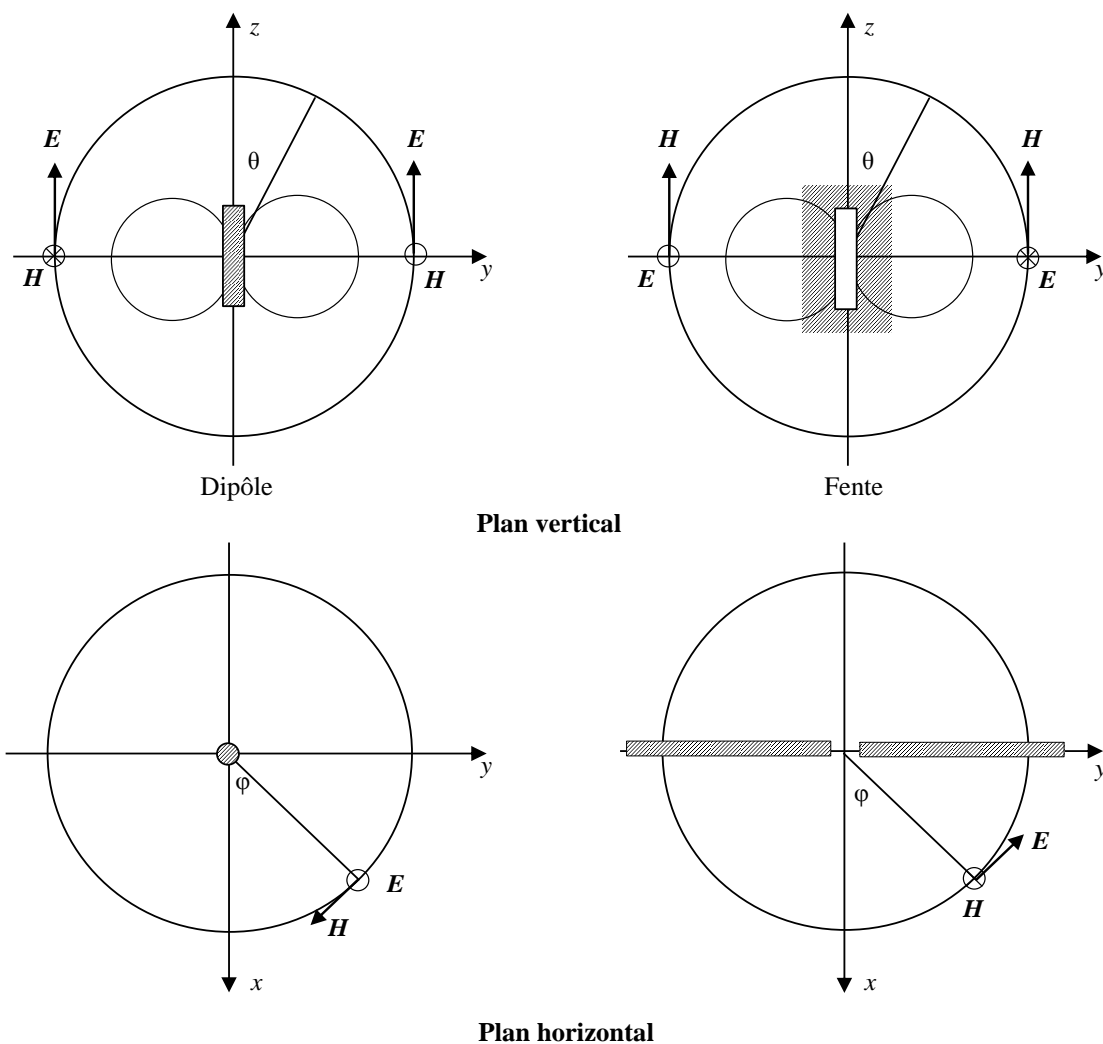


Figure IV. 2 : Diagramme de rayonnement: équivalence dipôle-fente.

1.2. Caractéristiques de l'antenne fente sélectionnée

Pour notre étude, on considère une antenne quart d'onde de longueur L_n et de largeur W_n gravée sur la couche cuivre d'un circuit imprimé (plan de masse) rectangulaire aux dimensions d'un smartphone (L_g et W_g) sur un substrat FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.3$ (Figure IV. 3). La fente est orientée selon (oy) et la grande dimension du circuit imprimé est

selon (oz). Les dimensions de l'antenne sont résumées dans le Tableau IV. 1. Les dimensions de la fente ont été choisies pour atteindre un facteur de miniaturisation important. La fente est située vers le haut du circuit pour représenter une intégration réaliste.

Tableau IV. 1: Paramètres de l'antenne étudiée.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur de la fente	L_n	18
Largeur de la fente	W_n	3
Longueur du plan de masse	L_g	103
Largeur du plan de masse	W_g	50
Epaisseur du PCB FR4	e	0.8

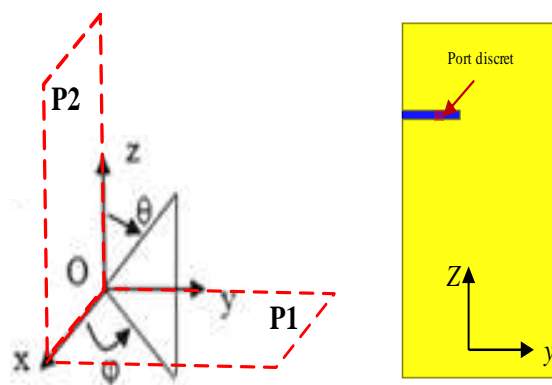


Figure IV. 3 : Structure de l'antenne fente.

Dans cette partie, l'antenne est excitée avec un port discret chargé sur 50Ω au niveau de la fente. Nous traçons dans la Figure IV. 4, l'impédance d'entrée obtenue par simulation (Ansys/HFSS) pour l'antenne décrite précédemment. On observe que la fréquence de résonance (maximum de la partie réelle) se trouve à 2.8 GHz, cette fréquence correspond à $\lambda_g/4$ (λ_g est la longueur d'onde guidée).

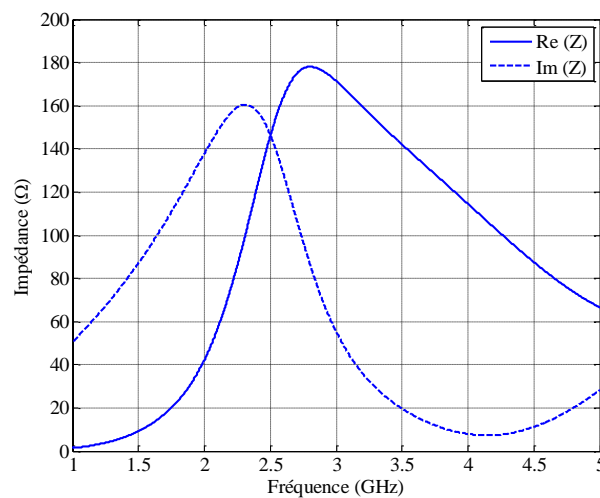


Figure IV. 4 : Impédance d'entrée de l'antenne.

Afin de caractériser le rayonnement de l'antenne, deux plans de coupe serviront de plans de tracé des diagrammes de rayonnement. La Figure IV. 5 nous donne le gain de la composante E_θ et E_φ suivant les plans (xOy) et (xOz) à la fréquence de résonance de cette antenne, c'est-à-dire à 2.8 GHz. Sachant que l'antenne est polarisée verticalement (V), les co- et cross-polarisations sont respectivement les polarisations V et H. Les diagrammes de rayonnement présentent des similitudes avec celui d'un dipôle dissymétrique: un rayonnement omnidirectionnelle dans le plan P1 et dipolaire dans le plan P2. Toutefois, ils sont sensiblement déformés du fait que la fente n'est pas gravée sur un circuit infini et elle n'est pas au centre du plan de masse. Cette dissymétrie du plan de masse explique la forme des diagrammes obtenus. Le gain réalisé maximum de la composante E_θ sur un plan de masse fini est d'environ 0.15 dBi.

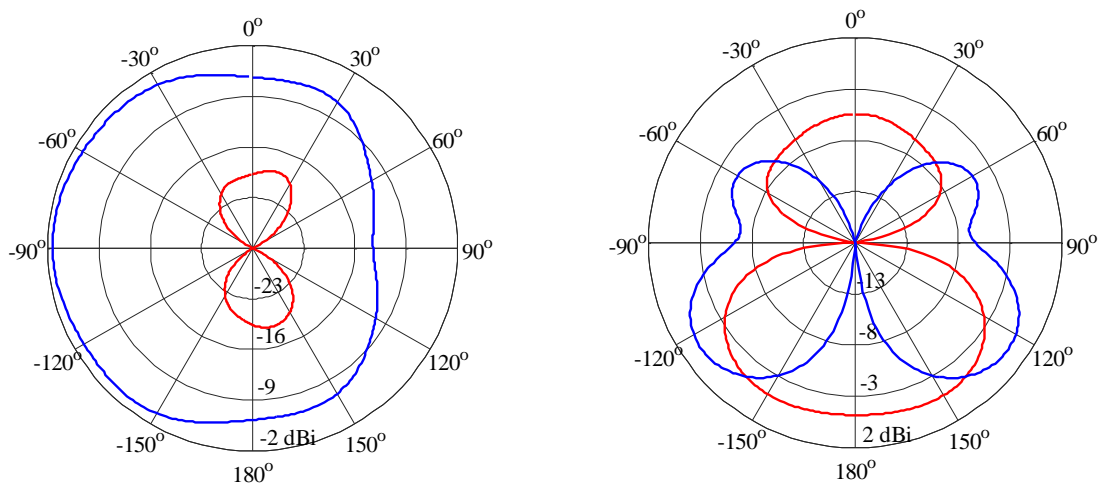


Figure IV. 5 : Gain réalisé obtenu par simulation HFSS dans les plans P1 et P2 respectivement à la fréquence $f_r = 2.8$ GHz. Co-polarisation et Cross-polarisation.

1.3. Modélisation par lignes de transmission

Dans cette partie, nous proposons de mettre en œuvre un modèle TLM simplifié de la fente. Le modèle est présenté dans la Figure IV. 6. Il consiste en deux tronçons de ligne fente (slot line) partant du plan d'excitation (plan de référence) de la fente, un vers l'extrémité ouverte et un vers l'extrémité court-circuitée de la fente. On place une impédance Z_{co} en bout de fente modélisant le circuit ouvert et une impédance Z_{cc} modélisant l'extrémité court-circuitée de la fente [3]. Les impédances équivalentes à ces deux tronçons de ligne sont ramenées au niveau du plan de référence (position du dispositif d'excitation) et associées en parallèle. Le modèle est implémenté sous Matlab. Les caractéristiques de guide fente: l'impédance caractéristique Z_s et la constante de propagation β_s sont calculées selon les modèles proposés dans la littérature [4].

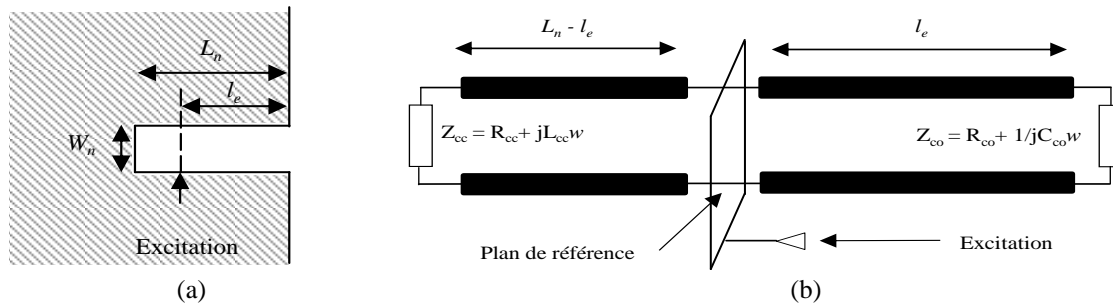


Figure IV. 6 : Modèle TLM de l'antenne fente.

Avec :

R_{co} : la résistance modélisant le circuit ouvert qui correspond à l'impédance caractéristique du vide.

C_{co} : la capacité distribuée de la fente.

R_{cc} : la résistance modélisant le court-circuit.

L_{cc} : l'inductance liée au court-circuit de la fente.

Nous traçons dans la Figure IV. 7, l'impédance d'entrée obtenue pour l'antenne fente décrite précédemment. On observe une bonne concordance entre simulation EM 3D et modélisation TLM, la même fréquence de résonance est observée. Nous ne faisons pas de commentaire sur la résistance de résonance, la partie imaginaire de l'impédance ou le facteur de qualité car le modèle simple mis en œuvre ne permet pas d'analyser précisément ces paramètres. Il permet principalement de prédire la fréquence de résonance sans simulation EM et est utilisé par exemple pour spécifier les plages de valeurs des capacités variables.

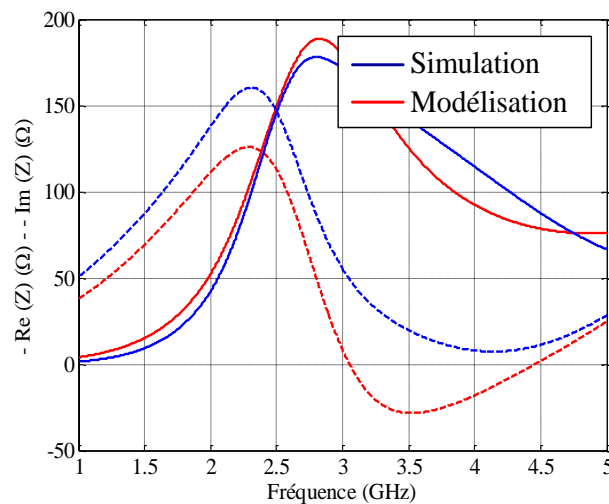


Figure IV. 7 : Impédance d'entrée de l'antenne fente en simulation et modélisation.

1.3.1. Variation de l'épaisseur du substrat « e »

Afin de vérifier la robustesse du modèle, nous faisons varier l'épaisseur du circuit imprimé, et comparons les résultats avec la simulation. Les dimensions de l'antenne sont données par le Tableau IV. 1. Nous faisons varier l'épaisseur e , et traçons l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs dans la Figure IV. 8. On remarque que les

résultats entre modélisation et simulation s'accordent pour les trois cas testés. La fréquence de résonance diminue légèrement à mesure que l'épaisseur de substrat augmente. En effet, lorsque e est triplé, la fréquence de résonance diminue seulement de 12.5%. Cela s'explique par le fait que le champ électrique dans la fente n'est pas concentré uniquement dans le substrat (augmentation de la permittivité effective). Les tendances observées sont les mêmes en simulation et en modélisation.

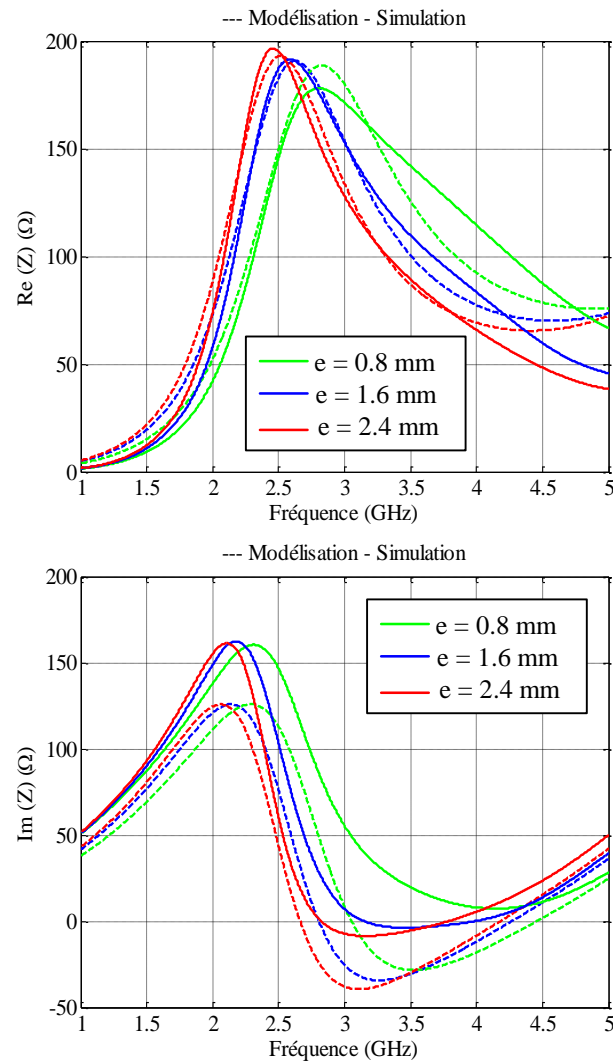


Figure IV. 8 : Comparaison entre simulation et modélisation de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes épaisseurs « e ».

1.3.2. Variation de la permittivité diélectrique du substrat

Trois valeurs de constante diélectrique ont été simulées afin d'observer l'influence de la permittivité du substrat sur la résonance de l'antenne. Tous les paramètres de l'antenne sont fixés, seule la permittivité ϵ_r varie. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus en modélisation. La Figure IV. 9 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation et simulation. L'augmentation de la constante diélectrique du substrat diminue légèrement la fréquence de résonance Conformément aux variations engendrées sur la permittivité effective.

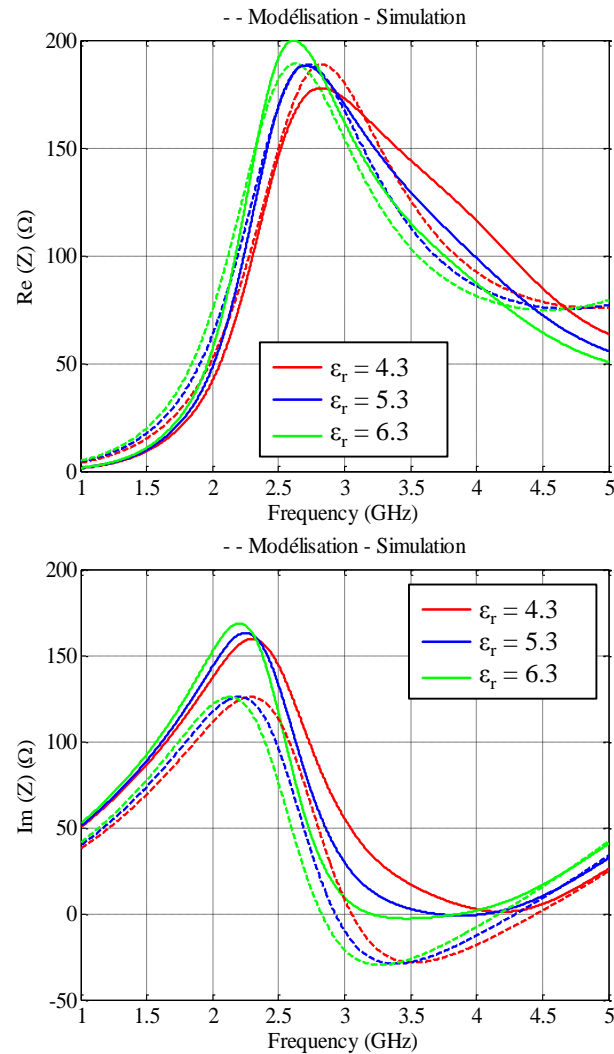


Figure IV. 9 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation et simulation.

1.3.3. Variation de la position de l'excitation

La Figure IV. 10 montre les positions de l'excitation sur la fente. La position 1 est la plus proche de l'extrémité ouverte et la position 3 est proche de l'extrémité court-circuitée.

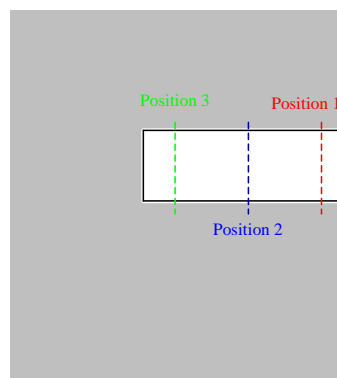


Figure IV. 10 : Positions de l'excitation sur la fente.

L'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes positions de l'excitation, en simulation et en modélisation, est présentée dans la Figure IV. 11. Les dimensions de l'antenne sont les mêmes que précédemment. On remarque une bonne concordance entre le modèle et la simulation, l'erreur maximale entre les fréquences de résonance du modèle et de la simulation est de 5%. Nous pouvons confirmer la validité du modèle pour plusieurs alimentations. Lorsque l'excitation se rapproche de l'extrémité ouverte de la fente (position 1), on se rapproche d'un circuit ouvert et donc l'impédance augmente. Plus on se rapproche de l'extrémité court-circuitée de la fente (position 2 puis position 3), on se rapproche d'un court-circuit et donc l'impédance diminue.

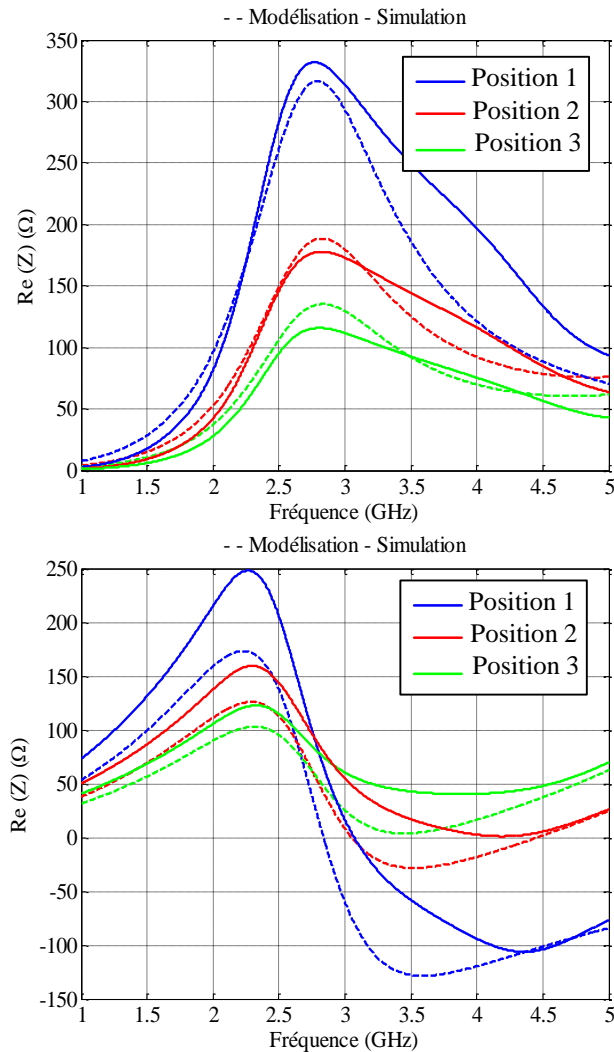


Figure IV. 11 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes positions d'excitation en modélisation et simulation.

1.3.4. Variation de la longueur de la fente « L_n »

Nous présentons l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et modélisation en fonction de la longueur de la fente dans la Figure IV. 12. Tous les autres paramètres de l'antenne sont fixés, seule la longueur de la fente L_n varie. En effet, en augmentant cette longueur, la fréquence de résonance de l'antenne diminue puisque la

longueur d'onde de fonctionnement est proportionnelle à la longueur physique de la fente. Nous remarquons que les résultats entre modélisation et simulation s'accordent pour les trois cas testés. Cependant, l'écart entre simulation et modélisation devient plus important à mesure que la longueur L_n diminue. Pour L_n de 13 mm, l'erreur obtenue est de l'ordre de 17% entre modèle et simulation. Ceci s'explique par la limite du modèle de calcul de l'impédance caractéristique de la slot line qui nécessite une certaine longueur de ligne. Dans le cas $L_n = 13$ mm le CO est trop proche.

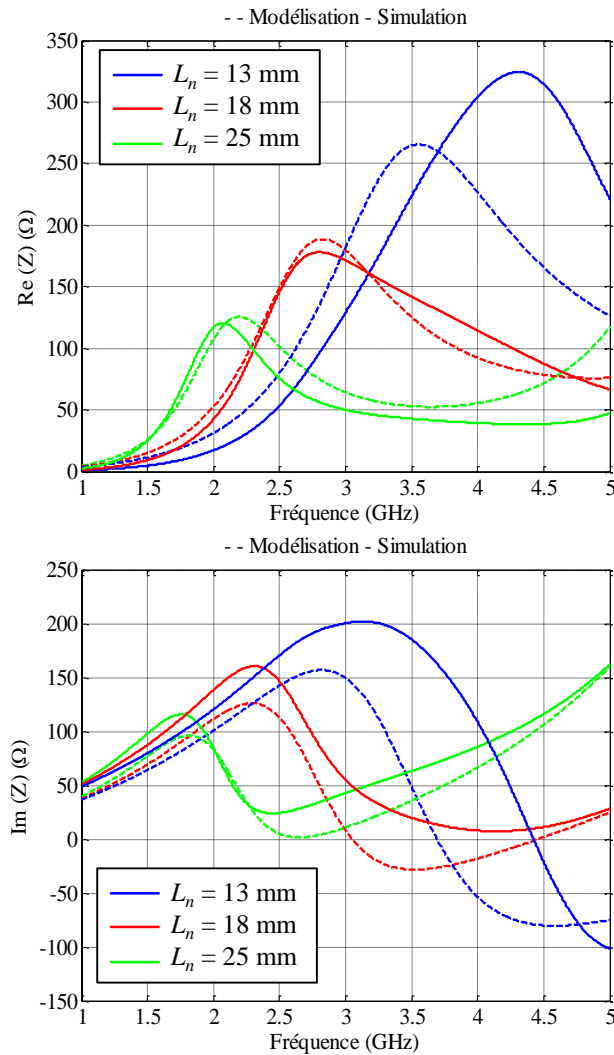


Figure IV. 12 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes longueurs de la fente en modélisation et simulation.

1.3.5. Variation de la largeur de la fente « W_n »

Afin d'observer l'influence de la largeur de la fente W_n sur la résonance de l'antenne, plusieurs valeurs de W_n ont été testées. Les dimensions de l'antenne sont celles données dans le Tableau IV. 1. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus en simulation. La Figure IV. 13 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour trois largeurs W_n en modélisation et en simulation. L'augmentation de W_n engendre l'augmentation de la bande passante de l'antenne. Pour quantifier cette métrique, le facteur de qualité Q est un paramètre

clef qui est directement lié à la bande passante [5]. Nous calculons cette valeur pour différents largeurs de fente. Nous présentons dans le Tableau IV. 2 les valeurs obtenues à la fréquence de résonance f_r en simulation et en modélisation.

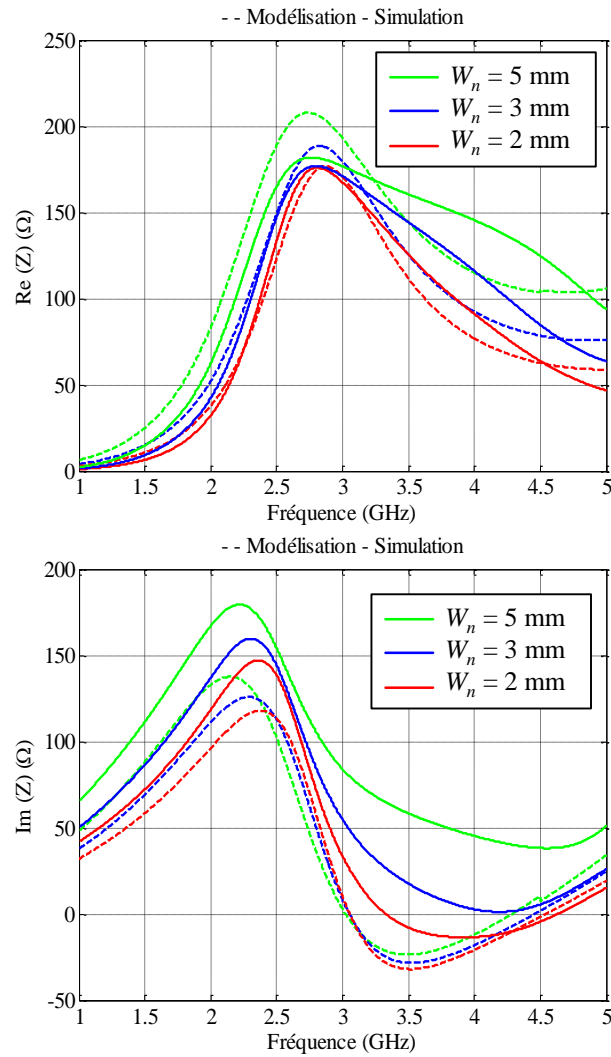


Figure IV. 13 : Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes largeurs de la fente en modélisation et simulation.

Comme nous pouvons le constater dans le Tableau IV. 2, lorsque la largeur de la fente augmente, le facteur de qualité Q diminue et par conséquent la bande passante augmente.

Tableau IV. 2: Évolution du facteur de qualité pour différentes largeurs de la fente en simulation et modélisation.

W_n (mm)	f_r (GHz)		Q	
	Simulation	Modèle	Simulation	Modèle
2	2.8	2.9	1.6	1.9
3	2.8	2.8	1.2	1.6
5	2.7	2.7	0.8	1.3

Grâce aux résultats précédents, nous avons montré que le modèle constitue une bonne première approximation. En outre, le modèle ne peut être aussi précis que la simulation car il est simple et ne permet pas l'analyse de la résistance de rayonnement.

1.4. Effet de la position de la fente

La Figure IV. 15 présente l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes positions de la fente au bord du plan de masse en simulation. Les dimensions de l'antenne sont les mêmes que précédemment. Lorsque la fente se rapproche du haut du plan de masse (position 1), l'impédance augmente et par conséquent la bande passante se réduit. Plus on s'éloigne du haut du plan de masse (position 2 puis position 3), l'impédance diminue et la bande passante augmente. Les 3 positions sont illustrées dans la Figure IV. 14. Nous quantifions cet effet à l'aide du facteur de qualité. Nous présentons dans le Tableau IV. 3 les valeurs obtenues à la fréquence de résonance f_r . Comme nous pouvons le constater sur le tableau, lorsque la fente s'éloigne du haut du plan de masse, le facteur de qualité Q diminue et par conséquent la bande passante augmente. En effet, lorsque la fente est à proximité de l'extrémité du circuit imprimé, le dipôle complémentaire est asymétrique, ainsi le courant est plus fort au niveau des bords du plan de masse et l'antenne est à bande étroite.

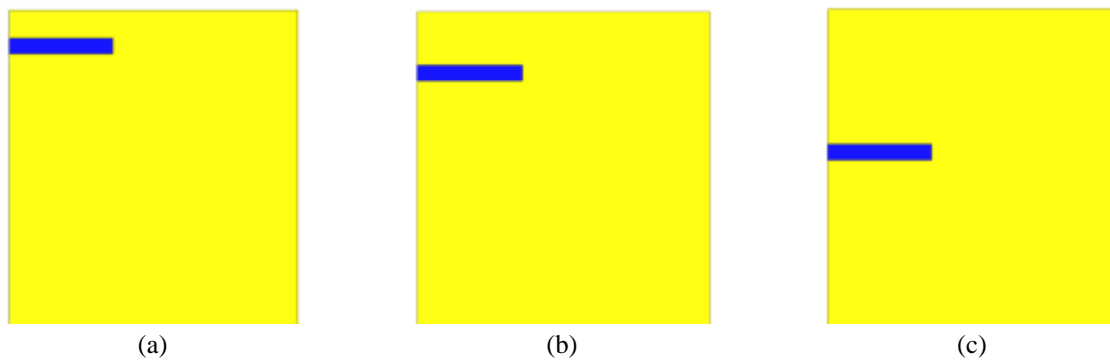


Figure IV. 14 : Position de la fente par rapport au haut de plan de masse : position 1 (a) position 2 (b) position 3(c).

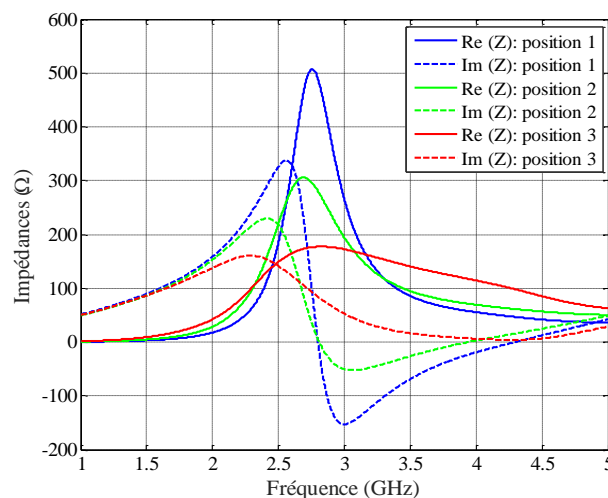
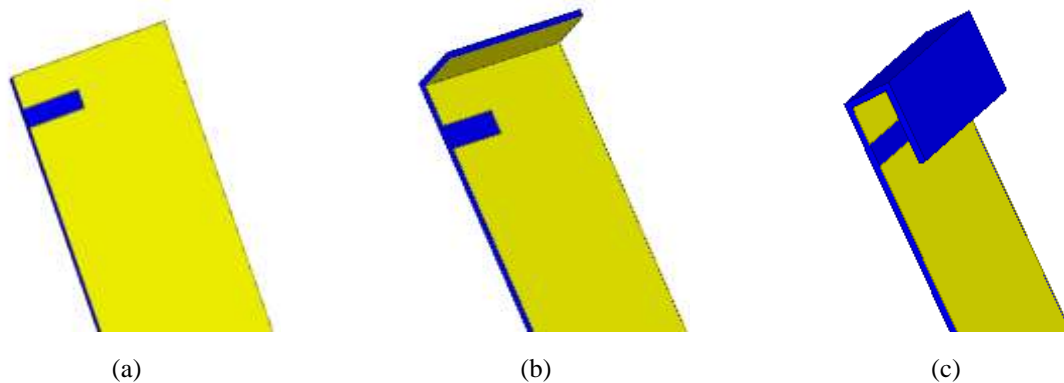


Figure IV. 15 : Impédances d'entrée de l'antenne pour différentes positions de la fente.

Tableau IV. 3: Évolution du facteur de qualité pour différentes positions de la fente.

Position	Q
Position 1	6
Position 2	3.6
Position 3	1.2

Les résultats de notre étude sur la position de la fente sur le plan de masse nous ont permis d'identifier la position optimale permettant l'obtention d'une antenne large bande. Or, le plan de masse n'est pas réservé seulement à l'antenne, il peut être utilisé pour intégrer la batterie et d'autres composants. Nous allons donc appliquer des modifications sur cette antenne afin de garder la fente proche du bord du circuit imprimé et une large bande passante. Pour ce faire nous allons plier le plan de masse du côté de la fente. La Figure IV. 16 présente trois configurations de l'antenne: la version 1 correspond à une fente à proximité du bord de plan de masse, la version 2 correspond à un circuit imprimé plié une fois de 5 mm (épaisseur d'un smartphone) et la version 3 montre le circuit imprimé plié deux fois.

**Figure IV. 16 :** Configuration de l'antenne : version 1 (a) version 2 (b) et version 3 (c).

Comme nous pouvons le constater dans la Figure IV. 17, la bande passante s'élargie en repliant le circuit imprimé et on retrouve les mêmes résultats que lorsque la fente est au centre du plan de masse. Cette configuration du circuit imprimé replié permet d'éloigner la fente du centre et profiter du plan de masse pour intégrer d'autres composants tout en maintenant une large bande passante.

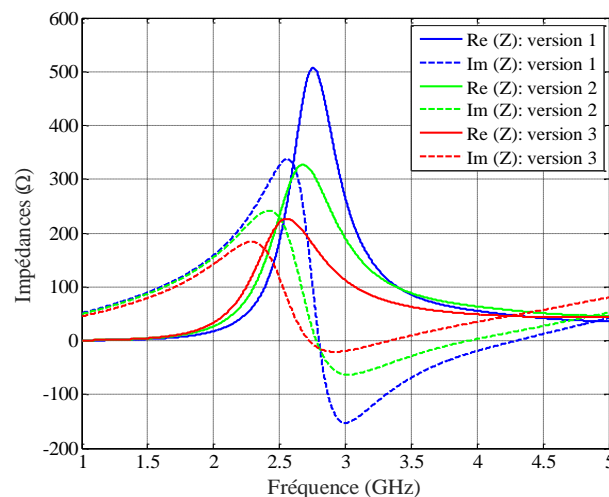


Figure IV. 17 : Impédances d'entrée de l'antenne pour différentes architecture du circuit imprimé.

Après avoir démontré l'effet de la position de la fente sur la bande passante et trouvé la configuration optimale, nous allons dans la suite étudier la conception conjointe de l'antenne fente avec une capacité variable afin de miniaturiser l'antenne et couvrir toutes les bandes basses (entre 700 MHz et 960 MHz).

2. Co-conception antenne fente/composant agile

Comme il a été montré dans le chapitre I, les antennes miniatures reconfigurables sont prometteuses pour réduire les tailles des systèmes RF. En effet, leur faible taille 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 fréquentielle résout ce problème et permet d'avoir une large bande passante, en adressant instantanément une sous bande. Nous illustrons l'agilité fréquentielle dans la Figure IV. 18. Sur cette figure, à gauche, l'antenne miniaturisée possède une faible bande passante, définie par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. À droite, en utilisant les différentes techniques décrites précédemment, on déplace le coefficient de réflexion de l'antenne de manière à couvrir des bandes de fréquences voisines. Même si la bande-passante instantanée de l'antenne reste assez étroite, la bande passante globale obtenue par commutation est bien plus importante, et peut permettre de couvrir le spectre voulu.

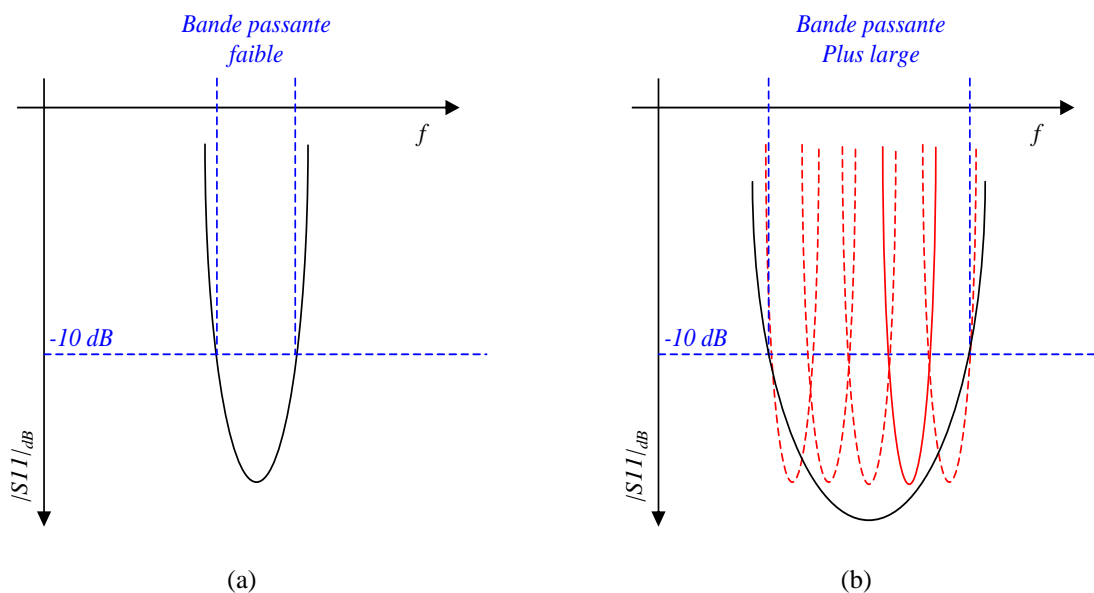


Figure IV. 18 : Illustration de l'agilité fréquentielle: Antenne avec une bande étroite (a) recouvrement fréquentiel plus important grâce à l'agilité (b).

Dans notre étude, nous allons adresser les bandes basses du standard LTE qui sont définies dans le Tableau IV. 4. 13 bandes sont définies dans les basses fréquences du spectre

4G et sont comprises entre 699 MHz et 960 MHz [6]. La miniaturisation des antennes est en effet plus critique aux grandes longueurs d'onde.

Tableau IV. 4: Les différentes bandes attribuées au standard LTE en bandes basses en duplexage FDD.

Bandes	UL (MHz)	DL (MHz)	BW (MHz)	DPX (MHz)	Gap (MHz)
5	824 - 849	869 – 894	25	45	20
6 (5)	830 - 840	875 – 885	10	45	20
8	880 - 915	925 – 960	35	45	10
12	699 - 716	729 – 746	17	30	13
13	777 - 787	746 – 756	10	31	21
14	758 - 768	788 – 798	10	30	20
17	704 - 716	734 – 746	12	30	18
18	815 - 830	860 – 875	15	45	30
19 (6)	830 - 845	875 – 890	15	45	30
20	832 - 862	791 – 821	30	41	11
26 (5, 6, 18, 19)	814 - 849	859 – 894	35	45	10
27	806 - 824	851 – 869	18	45	27
28	703 - 748	758 – 803	45	55	27

La stratégie adoptée dans ce travail consiste à concevoir une antenne agile en fréquence qui adresse instantanément un seul canal de largeur BW ($BW \leq 20$ MHz) pour recevoir ou émettre, dans une première étape. Ensuite, nous allons valider le prototype et démontrer que l'antenne peut couvrir l'ensemble des bandes basses du standard LTE. Dans une seconde étape, deux antennes indépendantes à bande étroite sont conçues pour couvrir simultanément les deux voies, montante et descendante. Cette approche permet de relâcher les contraintes de filtrage au niveau du duplexeur dans le RFFE. En effet, utiliser deux antennes séparées procure une bonne isolation permettant ainsi la réduction des exigences au niveau des filtres TX (transmission) et RX (réception) [7]. On retrouve l'idée générale de la thèse où les contraintes sont partagées sur des différents domaines techniques. Ceci s'inscrit dans le but d'optimiser le système RF de manière globale. L'agrégation de porteuse intra LB n'est pas considérée dans ce travail.

2.1. Les Composants agiles

Comme nous l'avons déjà présenté dans le chapitre I, nous allons réaliser l'accordabilité de l'antenne grâce à l'utilisation de capacités variables en technologie SOI type DTC.

2.1.1. Capacité variables en technologies SOI

2.1.1.1. Architecture de la capacité

La Figure IV. 19 montre l'architecture du DTC. Un DTC est un réseau de capacités commutées et pilotées par un signal numérique. Il est composé de N_b branches, chaque branche n est contrôlée par un bit b_n valant '0' ou '1'. Sur chaque branche, une capacité est activée ou désactivée par un interrupteur (états ON/OFF) à base de transistor FET (Field Effect Transistor). Deux parties peuvent être distinguées: la capacité elle-même et la partie

commutation, implémentée à l'aide d'un certain nombre de transistors empilés. Sachant qu'un transistor ne supporte qu'une tension de 2.75 V, le nombre de transistor est choisi de telle sorte que le composant DTC tient la tension nécessaire pour l'application visée. Par exemple 5 transistors permettent de tenir 13.75 V.

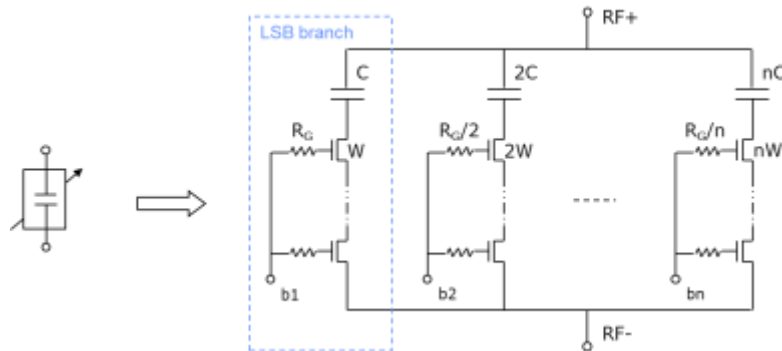


Figure IV. 19 : Architecture d'une capacité variable de type DTC SOI.

Lorsqu'une tension de 3 V est appliquée en entrée, le transistor est équivalent à un interrupteur fermé (Figure IV. 20-a). La capacité C est en série avec la résistance R_{on} du transistor. Lorsque la tension d'entrée vaut -2.5 V, le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert, comme illustré en Figure IV. 20-b. Alors, on obtient deux capacités en série: la capacité C et la capacité C_{off} du transistor.



Figure IV. 20 : État du DTC: pour une tension de 3 V (a) pour une tension de -2.5 V (b).

Les paramètres les plus importants pour les capacités variables sont une faible résistance série équivalente (ESR), une large excursion capacitive (TR), une petite taille, une linéarité élevée et une tension de claquage élevée. L'idée de minimiser ESR et de maximiser TR a mené à l'établissement d'une métrique appelée facteur de mérite (FOM) 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 .

Aujourd'hui l'état de l'art des technologies CMOS SOI permettant d'avoir des condensateurs avec des facteurs de qualités élevées (>100) et des dispositifs de commutation de puissance élevée à faibles pertes, présente un FOM de l'ordre de 100-140 fs [8].

2.1.1.2. Dimensionnement du DTC

La capacité de la branche n vaut: $C_n = 2^{n-1}C$ et $C_{n+1} = 2C_n$ et C est la capacité de la branche 1. La somme de cette suite géométrique représente la valeur de la capacité maximale C_{max} , lorsque toutes les branches sont fermées.

$$C_{\max} = \sum_{n=1}^{N_b} C_n = C \frac{1-2^{N_b}}{1-2} \quad (\text{IV.1})$$

$C_{\text{off}n}$ correspond à la valeur de la capacité C_{off} de la branche n lorsque le commutateur est ouvert, $C_{\text{off}n} = 2^{n-1} C_{\text{off}}$. La capacité totale de la branche n à l'état OFF est donnée par l'association de C_n et $C_{\text{off}n}$ en série:

$$C'_n = \frac{C_n C_{\text{off}n}}{C_n + C_{\text{off}n}} \quad (\text{IV.2})$$

De manière similaire à (IV.1), la somme de la suite géométrique (IV.2) donne la valeur de la capacité minimale C_{\min} , lorsque toutes les branches sont ouvertes:

$$C_{\min} = \sum_{n=1}^{N_b} C'_n = C \frac{1-2^{N_b}}{1-2} \quad (\text{IV.3})$$

Ainsi, le pas de la capacité vaut:

$$\Delta C = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{2^{N_b} - 1} \quad (\text{IV.4})$$

En fonction du nombre de branches choisies le pas de la capacité peut être ajusté. L'excursion capacitive est définie comme suit:

$$TR = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (\text{IV.5})$$

Voici un exemple de DTC à deux branches (Figure IV. 21), le nombre d'états est égal à 4 et les quatre états possibles sont donnés dans le Tableau IV. 5.

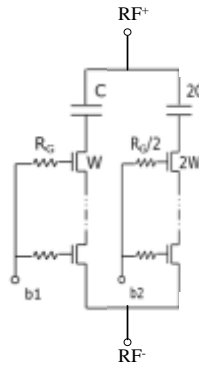


Figure IV. 21 : Exemple simple d'un DTC à 2 bits.

Tableau IV. 5: Différents états possibles avec un DTC de 2 bits.

État du commutateur 1	État du commutateur 2	b1b2	Capacité équivalente
Ouvert	Ouvert	00	$3C'$
Fermé	Ouvert	10	$C+2C'$
Ouvert	Fermé	01	$2C+C'$
Fermé	Fermé	11	$3C$

$$\text{Avec } C' = \frac{CC_{off}}{C + C_{off}}$$

Dans certain cas, l'ajout d'une capacité sur la structure de l'antenne agit sur sa longueur équivalente qui est notre cas d'utilisation dans ces travaux. Lorsqu'on intègre la capacité sur l'antenne le TR pilote l'excursion de la fréquence de résonance de l'antenne puisque sa fréquence de résonance f_r est inversement proportionnelle à son inductance et sa capacité équivalente (équation (IV.6)). Donc, pour avoir une large excursion fréquentielle, un important TR est nécessaire.

$$f_r \propto \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (\text{IV.6})$$

Or, pour chaque valeur de capacité est associée une résistance série. La Figure. IV. 22 montre l'évolution d' ESR , évaluée pour chaque état à la fréquence correspondante (à f_{min} pour l'état 31 et f_{max} pour l'état 0). Les valeurs sont calculées sur la base du modèle dérivé développée dans [9].

On constate qu' ESR est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité. De plus, il existe un compromis entre le TR et la résistance série, ESR à C_{max} étant donnée par:

$$ESR_{@C_{max}} = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot C} \left[\frac{1}{Q_c} + 2\pi \cdot f_0 \cdot (TR - 1) \cdot FOM \right] \quad (\text{IV.7})$$

Où Q_c est le facteur de qualité de la capacité C . D'après (IV.7), plus TR est grand plus ESR à C_{max} est importante.

Des analyses et les calculs détaillés sont expliqués dans la thèse de Dominique Nicolas [9].

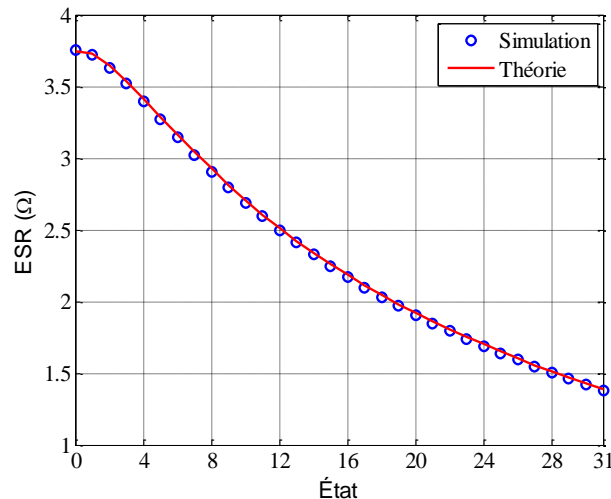


Figure IV. 22 : La résistance série du DTC en fonction des états discrets.

Les générations actuelles des DTC présentent un ESR qui varie entre 4 Ω et 1 Ω et qui diminue avec les générations de la technologie. Ainsi, les nouvelles générations présenteront des valeurs inférieures à 1 Ω avec l'évolution des technologies SOI (Figure IV. 23).

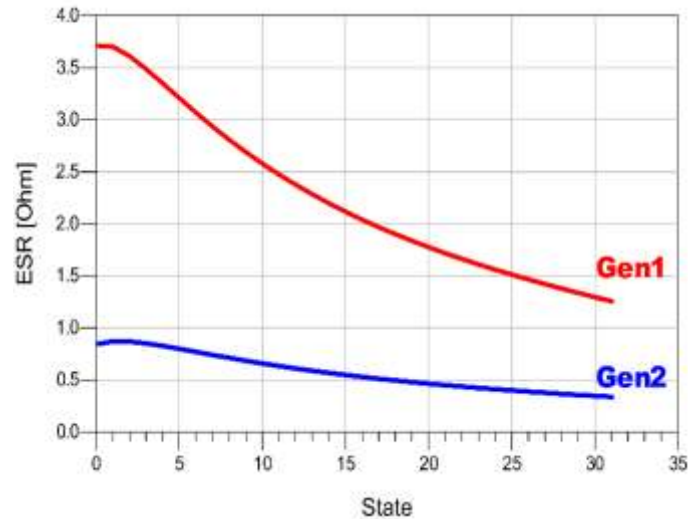


Figure IV. 23 : Évolution de la résistance série de la génération actuelle du DTC et la nouvelle génération.

2.2. Antenne fente intégrant le DTC

2.2.1. Description de l'antenne fente intégrant la capacité (DTC)

L'antenne étudiée est présentée dans la Figure IV. 24. Les dimensions de l'antenne sont résumées dans le Tableau IV. 1. La fente, gravée sur un plan de masse de la taille d'un smartphone, est alimentée par couplage de proximité via une ligne micro-ruban située en dessous du plan de masse.

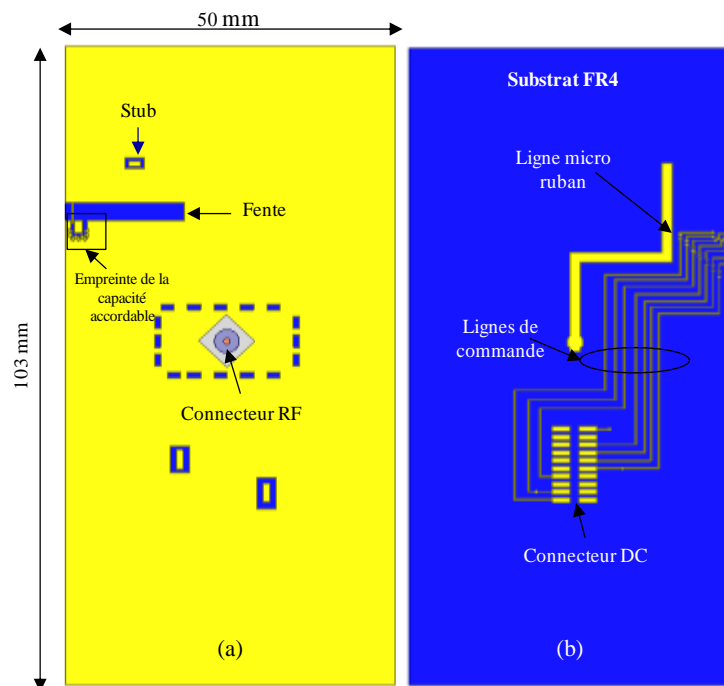


Figure IV. 24: Structure de l'antenne: couche supérieure (a) couche inférieure (b).

Un stub se trouvant au bout de la ligne micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de l'antenne. Des lignes de commandes, utilisées par la suite pour la capacité accordable, sont

gravées sur la couche inférieure. À partir de cette section, les résultats sont obtenus par simulation avec le logiciel Ansys/HFSS. Le processus de simulation est résumé dans l'Annexe A.

Pour les antennes miniatures, l'introduction d'un câble coaxial de mesure peut venir perturber le fonctionnement et les propriétés de l'antenne (impédance et rayonnement) [10]. Pour cette antenne, on observe que l'intensité des densités de courant est plus forte sur les bords du plan de masse comme le montre la Figure IV. 24. Lorsque le connecteur RF et son câble sont en extrémité du circuit, le câble est parallèle au long côté du plan de masse et le courant circulant sur la gaine externe du câble perturbe la distribution du courant sur l'antenne (Figure IV. 25-a). Cela induit une perturbation sur le rayonnement de l'antenne. Au centre du circuit le courant est quasiment nul et le câble coaxial peut être orienté perpendiculaire au circuit. Le courant sur le câble perturbe moins le courant sur l'antenne et par conséquent le rayonnement (Figure IV. 25-b). La distribution du courant sur l'antenne sans câble est très proche de celle avec la configuration orthogonale (Figure IV. 25-c). Complémentairement à cette analyse, des simulations sont également réalisées pour les trois configurations pour évaluer l'impact sur l'impédance. La Figure IV. 26 présente l'impédance d'entrée de l'antenne pour les trois configurations, configuration parallèle, orthogonale et sans câble. Les résultats montrent un décalage fréquentielle pour la configuration parallèle et la même réponse pour la configuration orthogonale et sans câble. On en déduit, l'orientation orthogonale et la position centrale du connecteur coaxiale permettent de minimiser l'interaction avec le câble.

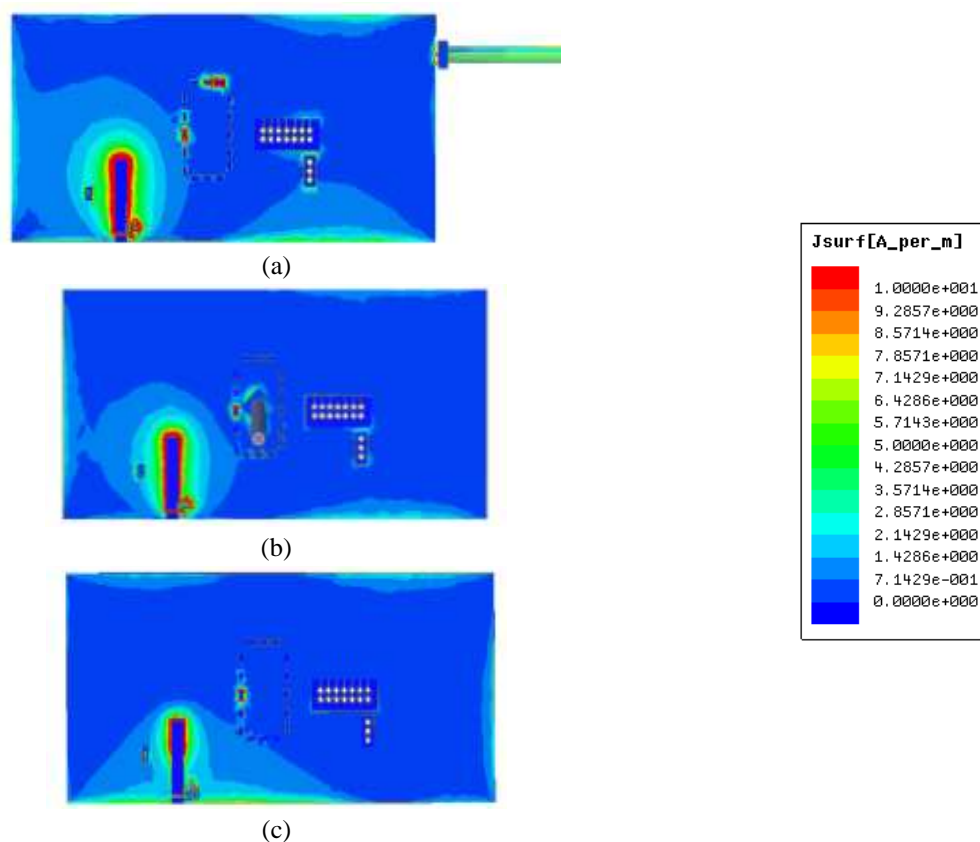


Figure IV. 25: Distribution des densités de courant de surface de l'antenne pour deux configurations du câble coaxial : configuration parallèle (a) configuration orthogonale (b) configuration sans câble (c).

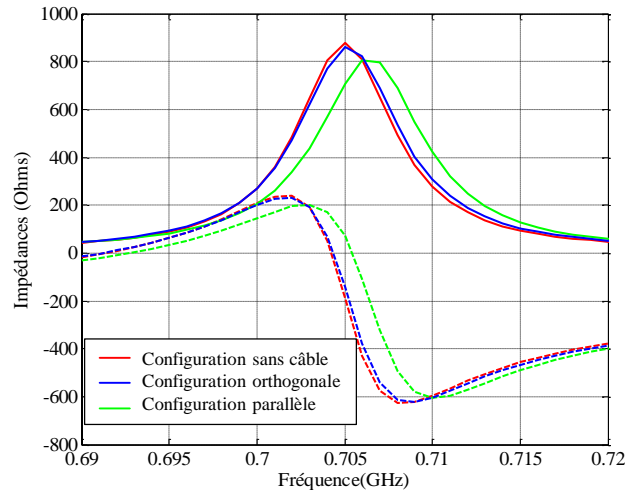


Figure IV. 26: Coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux configurations, avec et sans la main sur le câble de mesure.

2.2.2. Position de la charge capacitive

Dans cette partie nous allons intégrer la capacité variable sur la fente. La fente est chargée de manière capacitive, ce qui entraîne un changement de sa longueur équivalente et par conséquent miniaturisation.

La position de la charge capacitive sur la fente joue un rôle primordial dans la miniaturisation. La Figure IV. 27 montre la configuration de l'antenne et la position de la charge sur la fente notée y_{pos} , prise par rapport à l'extrémité ouverte de la fente. Le maximum du champ électrique se situe à l'extrémité ouverte de la fente (Figure IV. 28).

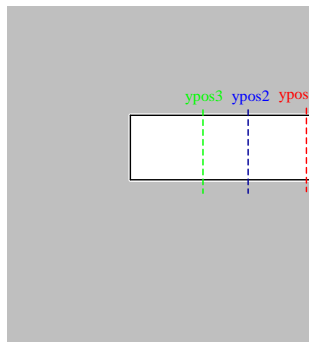


Figure IV. 27: Position de la charge capacitive sur la fente.

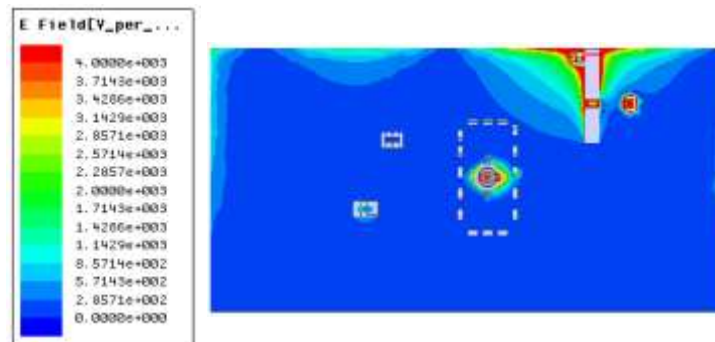


Figure IV. 28: Distribution de champ électrique sur l'antenne fente.

La Figure IV. 29 présente l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la position de la charge capacitive (1 pF) sur la fente *ypos*: *ypos1* correspond à 1 mm, *ypos2* égale à 5 mm et *ypos3* vaut 10 mm. Comme nous pouvons le constater, la fréquence de résonance augmente avec *ypos*, d'où l'importance de placer la charge capacitive au bout de la fente. Il est donc bénéfique de placer la capacité à l'endroit où le champ électrique est le plus important afin de modifier de manière significative la capacité équivalente l'antenne.

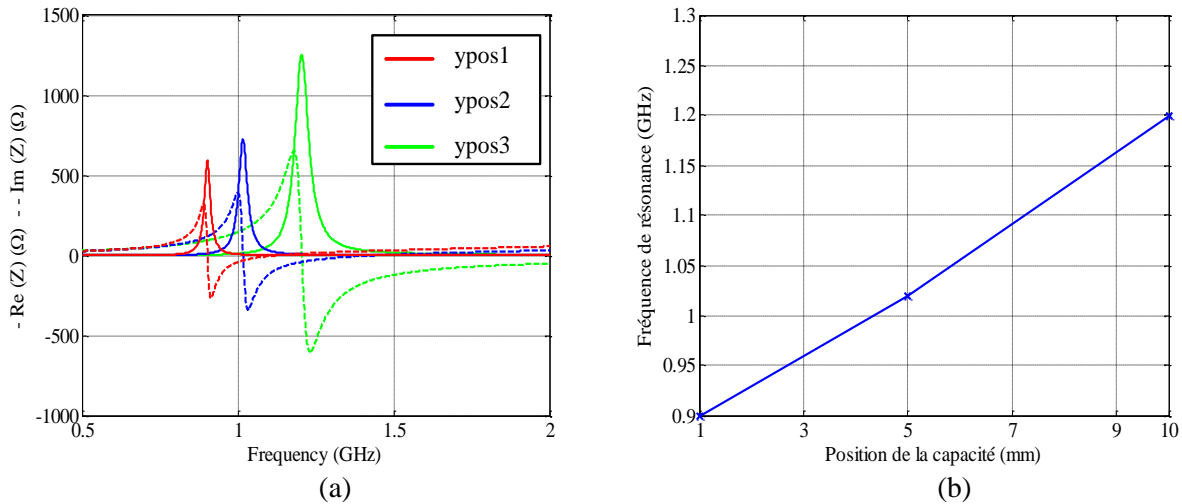


Figure IV. 29: Impédance d'entrée de l'antenne fente en fonction de la position de la capacité (a) fréquence de résonance en fonction de la position de la capacité (b).

2.2.3. Ajout de la charge capacitive

Dans toutes les simulations, le câble coaxial est modélisé pour se rapprocher du prototype final réalisé. On ramène le plan de référence dans le plan de la fente (de-embedding) comme illustré en Figure IV. 30.

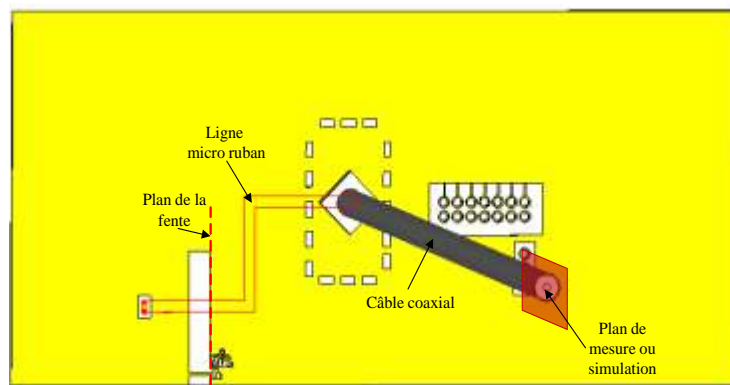


Figure IV. 30: Plan de référence.

Pour cela, nous utilisons la méthode des matrices ABCD, qui peuvent être cascadiées.

$$\begin{bmatrix} \text{Mesurée} \\ \text{Simulée} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Câble_coaxial} \\ \text{Ligne_microruban} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Fente} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Avec:

$\left[\begin{array}{c} \text{mesurée} \\ \text{Simulée} \end{array} \right]$: La matrice ABCD de l'ensemble {fente + ligne micro ruban + câble coaxiale}.

$\left[\begin{array}{c} \text{Câble_coaxial} \\ \text{Ligne_microruban} \end{array} \right]$: La matrice ABCD de l'ensemble {ligne micro ruban + câble coaxiale}.

$\left[\begin{array}{c} \\ \text{Fente} \end{array} \right]$: La matrice ABCD de l'antenne au niveau du plan de la fente.

Il en dérive que

$$\left[\begin{array}{c} \\ \text{Fente} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \text{Câble_coaxial} \\ \text{Ligne_microruban} \end{array} \right]^{-1} \times \left[\begin{array}{c} \text{Mesurée} \\ \text{Simulée} \end{array} \right] \quad (\text{IV.9})$$

Une conversion de la matrice ABCD vers la matrice S est utilisée pour déterminer le coefficient de réflexion et l'impédance dans le plan de la fente.

Dans la suite, l'impédance d'entrée de l'antenne sera toujours présentée au niveau du plan de la fente en réalisant ce de-embedding.

2.2.3.1. Charge capacitive idéale

En première approche, nous considérons le DTC comme idéal c'est-à-dire comme une pure capacité ne présentant aucune perte. Nous introduirons un modèle à pertes par la suite.

2.2.3.1.1. Impédances d'entrée de l'antenne fente chargée

Compte tenu des dimensions de la fente ($L_n=18$ mm et $W_n=3$ mm) et de son implémentation sur un plan de masse de dimension (103×50 mm²) sur un substrat FR4, il nous faut une capacité entre 1.3 pF et 4 pF pour adresser les bandes basses LTE (699 – 960 MHz). La capacité variable utilisée dans cette partie possède 32 états et varie entre 0.9 pF et 4.6 pF. Une capacité fixe de 0.2 pF est connectée au niveau du stub afin d'adapter l'impédance de l'antenne sur 50 Ω. Comme nous pouvons le constater dans la Figure IV. 31, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée avec la valeur de la capacité. La fréquence de résonance diminue quand la capacité décroît de 1.2 GHz vers 585 MHz. En effet, en augmentant la valeur de la capacité, la fréquence de résonance baisse et l'antenne devient plus miniature. À 900 MHz, la fente fait $\lambda_0/18.5$ et le plan de masse fait $\lambda_0/2.9$ et à 585 MHz, la fente fait $\lambda_0/28.5$ et le plan de masse fait $\lambda_0/4.5$. Le facteur de miniaturisation est de 3.

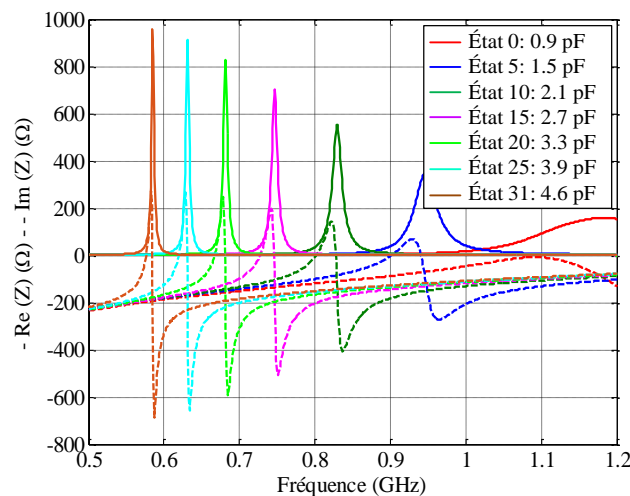


Figure IV. 31: Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différents états de la capacité (simulation).

Le coefficient de réflexion de l'antenne est présenté dans la Figure IV. 32 pour différents états de la capacité. Nous constatons une baisse de la bande passante instantanée avec la variation de la charge capacitive, la BW à -10 dB passe de 59 MHz à 1.07 GHz à 3 MHz à 576 MHz. Cette baisse est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures détaillées dans le premier chapitre. La bande passante totale balayée successivement grâce à la variation de la charge capacitive est de 525 MHz: de 575 MHz à 1.1 GHz. L'antenne couvre instantanément une sous bande pour émettre ou recevoir.

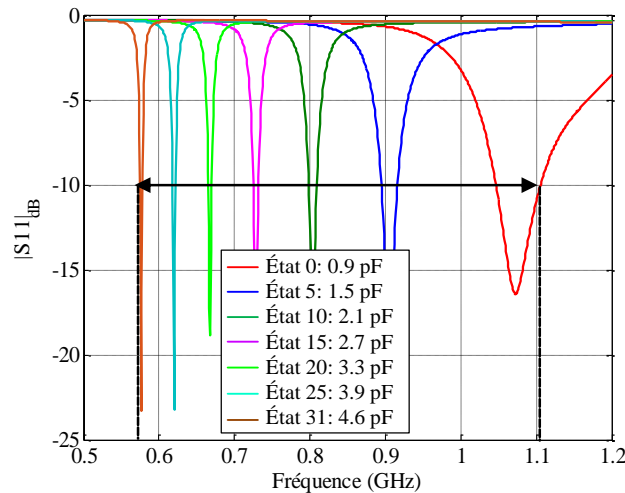


Figure IV. 32: Évolution du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de la capacité (simulation).

La comparaison des résultats avec la modélisation TLM nous indique une bonne correspondance (Figure IV. 33). La différence entre modèle et simulation est inférieure à 4%.

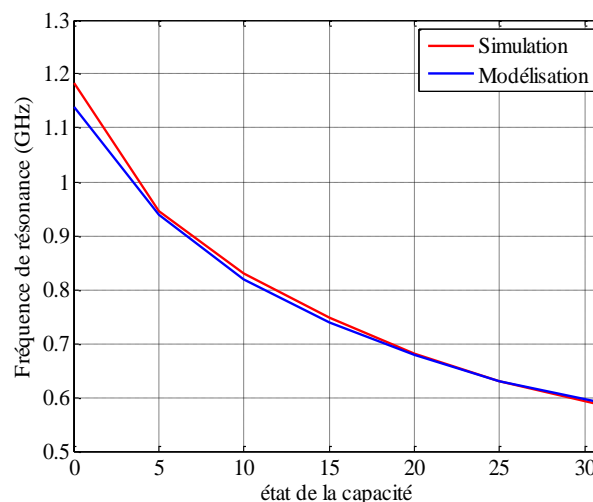


Figure IV. 33: Comparaison de la fréquence de résonance en fonction de l'état de la capacité en simulation et modélisation.

2.2.3.1.2. Efficacité

L'efficacité de rayonnement (η_r) est représentée dans la Figure IV. 34. On remarque que plus la capacité augmente (état du DTC qui augmente), plus l'efficacité rayonnée diminue et plus la fréquence diminue, plus η_r se dégrade (de 83% à 47%). On retrouve donc que l'efficacité se dégrade avec la miniaturisation de l'antenne.

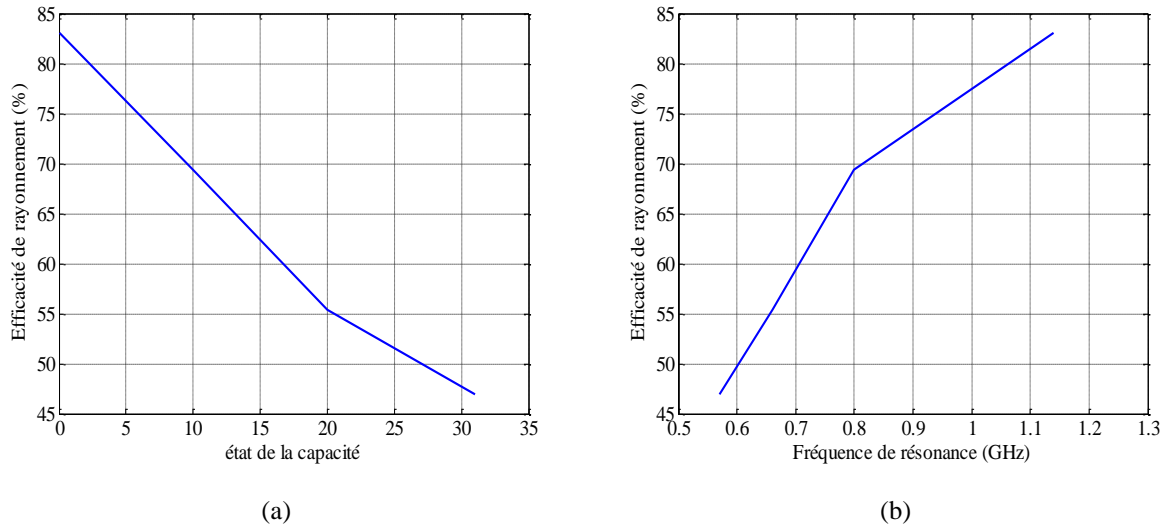


Figure IV. 34: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de : l'état de la capacité (a) la fréquence de résonance (b).

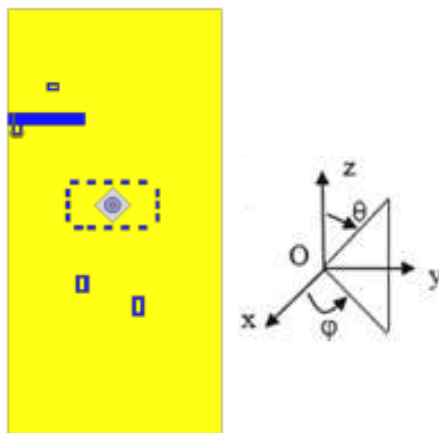
2.2.3.1.3. Diagrammes de gain

Nous présentons dans la Figure IV. 35 les diagrammes de gain de l'antenne pour différents états du DTC.

État 0 : $f_r = 1.07$ GHz,

État 15 : $f_r = 728$ MHz

État 31 : $f_r = 576$ MHz.



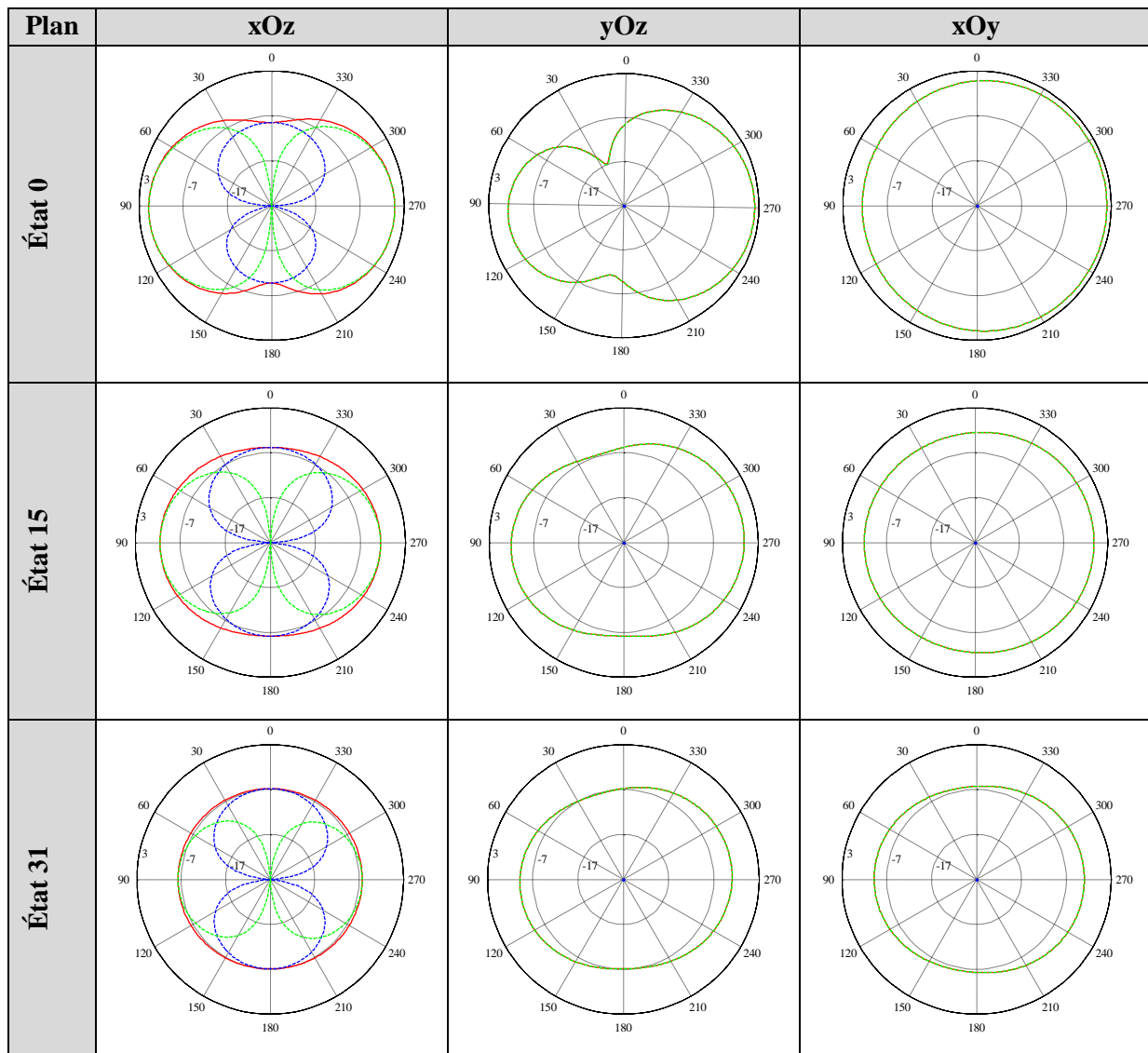


Figure IV. 35: Diagrammes de gain de l'antenne pour différents états du DTC (E_θ , E_ϕ et E_{total}).

Comme nous pouvons le constater, le gain diminue avec la miniaturisation de l'antenne. En effet, le gain maximal est d'environ 2.2 dBi pour l'état 0, 0 dBi pour l'état 15 et -2.9 dBi pour l'état 31. Cette remarque est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leurs performances diminuées à mesure que leur taille électrique diminue. En outre, la forme des diagrammes est affectée. On perd la forme du diagramme dipolaire classique puisque la polarisation croisée (polarisation horizontale) devient importante lorsque l'antenne est miniature.

2.2.3.2. Charge capacitive réelle

En pratique, une capacité de type DTC présente une ESR plus forte qu'une capacité fixe. Cette résistance contribue à diminuer l'efficacité de rayonnement de l'antenne puisqu'elle ajoute des pertes ohmiques supplémentaires. La Figure IV. 36 présente une étude de l'efficacité rayonnée pour différentes valeurs de ESR entre 0.1Ω et 3Ω .

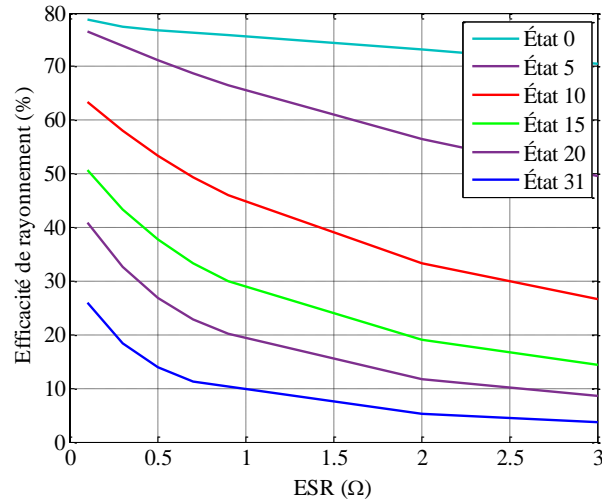


Figure IV. 36: Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série équivalente du DTC.

Pour tous les états, la pente d'évolution de l'efficacité est négative. Pour une résistance donnée, à l'état 0 la décroissance de η_r est moins prononcée qu'à l'état 31. En effet, à $f_r=1.07$ GHz, l'antenne est moins miniature, le courant (I) est moins fort et par conséquent les pertes, qui sont proportionnelles à $ESR I^2$, sont plus faibles. À 576 MHz, l'antenne est plus miniature, un courant fort est concentré sur l'élément rayonnant et autour de la capacité et donc les pertes ohmiques deviennent importantes. Pour une capacité donnée, le courant peut diminuer avec ESR mais au global il y a plus de perte car ESR augmente. Le Tableau IV. 6 illustre les niveaux de courant à travers la capacité et les pertes associées ($PL=ESR I^2$) pour quelques valeurs d' ESR .

Tableau IV. 6: Les pertes associées à la résistance série du DTC.

$ESR(\Omega)$	État 0		État 10		État 20		État 31	
	I (A)	PL (mW)	I (A)	PL (mW)	I (A)	PL (mW)	I (A)	PL (mW)
0.1	0.27	7.3	0.7	49	1.2	144	1.45	210.3
0.9	0.27	65.6	0.66	392	0.97	846.8	1.14	1169.6
2	0.27	145.8	0.61	744.2	0.81	1312.2	0.86	1479.2

2.2.4. Conclusion

La conception de l'antenne fente avec une capacité variable a permis une reconfigurabilité fréquentielle de 576 MHz à 1.07 GHz avec une bande passante instantanée à -10 dB située entre 3 MHz et 56 MHz. L'efficacité diminue avec la miniaturisation et le facteur de qualité augmente, ce qui est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures. Lorsqu'on change l'état de la capacité, l'efficacité décroît de 83% vers 47% pour une capacité idéale, car il y a des pertes introduites par le matériau conducteur et le substrat. L'introduction des pertes de la charge capacitive implique de plus une nouvelle diminution des performances de l'antenne. Ainsi, l'efficacité passe de 78.8% à 25.9% pour un ESR de 0.1Ω et de 73% à 5.1% pour ESR de 2Ω . Ce sont les pertes ohmiques qui impliquent une diminution si importante de l'efficacité.

Comme notre objectif est d'adresser les bandes basses de standard LTE, cette antenne permet de couvrir la totalité des bandes basses en un volume très faible (l'élément rayonnant fait $\lambda_0/29$ et le plan de masse fait $\lambda_0/4.5$ à 576 MHz), en adressant instantanément une sous bande opérateur. Pour valider l'apport de l'antenne active (agile en fréquence) par rapport une antenne passive (adressant la totalité de la bande), nous allons comparer l'antenne fente reconfigurable avec une antenne passive.

3. Comparaison antenne passive et antenne active

Pour la comparaison, nous considérons une antenne passive large bande de la littérature [11] qui adresse la bande basse du standard LTE (698 - 960 MHz) et la bande haute (1710 - 2690 MHz) (Figure IV. 37-b). Il s'agit d'une antenne PIFA de dimension 10 x 60 mm² avec un plan de masse de 110 x 60 mm² (Figure IV. 37-a). L'antenne intègre des capacités et des inductances fixes pour élargir sa bande passante. Dans cette partie, nous nous intéressons à la bande basse. On remarque que l'antenne est adaptée à -6 dB sur la bande 698 - 960 MHz. En effet, plus l'antenne est large bande, plus l'adaptation devient difficile. Ce type d'antenne est fixe et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été conçue à l'origine.

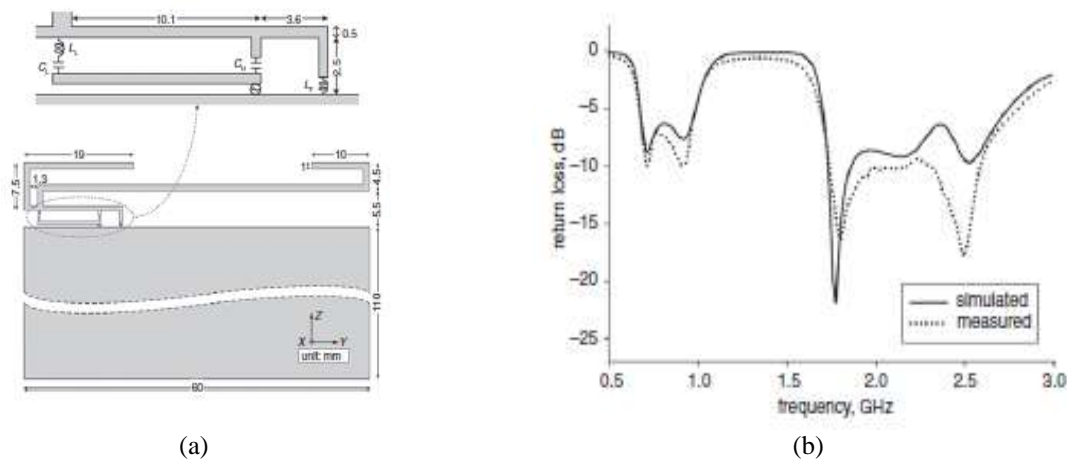


Figure IV. 37: Structure de l'antenne large bande (a) coefficients de réflexion associés (b).

Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est envisageable de pouvoir accorder sa fréquence de fonctionnement à une bande qui n'avait pas été pris en compte lors de sa conception: cela permet d'accéder à de nouvelles bandes et peut donc augmenter notablement sa durée d'utilisation. Si on compare l'antenne fente reconfigurable avec cette antenne classique, en termes de taille et bande passante, le Tableau IV. 7 résume les différents paramètres. Les deux antennes ont des plans de masse de mêmes dimensions (110 x 60 mm²) et un ratio de surface de l'élément rayonnant d'environ 11 au bénéfice de l'antenne active.

Tableau IV. 7: Comparaison entre l'antenne active et l'antenne passive.

	Antenne active	Antenne passive
Taille de l'élément rayonnant à 900 MHz	$\lambda_0/18.5 \times \lambda_0/111 \times \lambda_0/399$	$\lambda_0/5.5 \times \lambda_0/33 \times \lambda_0/333$
Bande passante totale adressée	525 MHz	262 MHz
Bande passante instantanée	de 3 MHz à 56 MHz	262 MHz

L'antenne fente est 33% plus petite que la PIFA avec une bande passante totale presque deux fois plus grande que l'antenne passive et qui peut être plus grande si on utilise un composant avec un TR plus important. Ces performances sont obtenues en relâchant la contrainte de bande instantanée de l'antenne fente qui est beaucoup plus petite. Toutefois, elle répond aux critères du standard LTE qui autorise une BW inférieure à 20 MHz voire plus faible si on considère les bandes opérateurs en LB.

L'efficacité rayonnée et totale (η_t) de l'antenne passive sont présentées dans la Figure IV. 38. η_t varie entre 38.5% et 76% dans la bande 698 - 960 MHz.

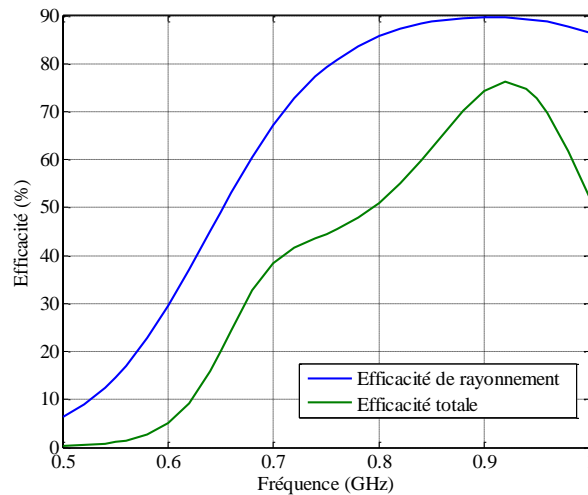


Figure IV. 38: Efficacité rayonnée et totale de l'antenne passive.

Pour comparer les performances de rayonnement des deux antennes, nous allons considérer tout d'abord les deux antennes en intégrant des capacités parfaites et ensuite nous allons introduire les pertes. Avec une capacité idéale, l'antenne fente possède des efficacités supérieures à celle de l'antenne large bande sur toute la plage fréquentielle comme le prévoit la théorie (Figure IV. 39).

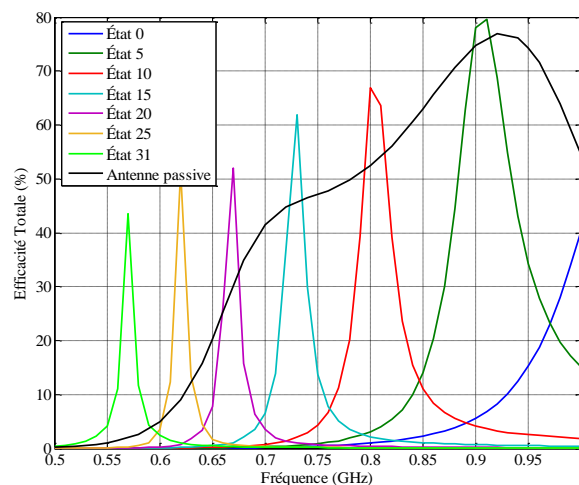
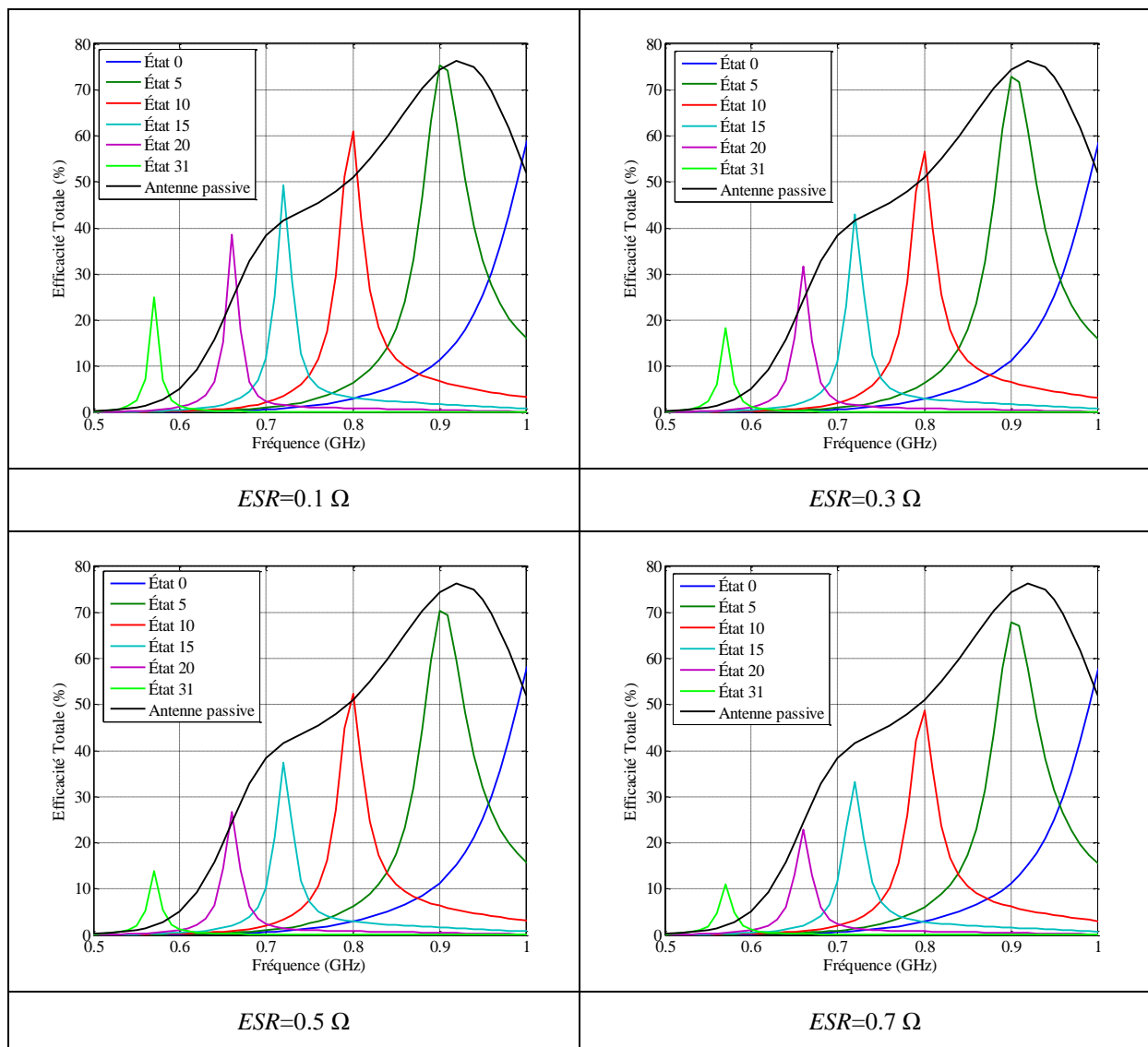


Figure IV. 39: Efficacité totale de l'antenne fente et l'antenne passive sans perte.

Maintenant, nous introduisons des pertes (*ESR*). Pour la capacité fixe sur l'antenne passive, la résistance série est de l'ordre de 0.7Ω [12] et pour le DTC, un modèle détaillé en (2. 1) permet de déterminer les valeurs de résistance en fonction de l'état. La Figure IV. 40 présente une comparaison entre les efficacités de l'antennes passive et de l'antenne fente agile en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de résistance série. On fait varier *ESR* du DTC pour déterminer la limite des antennes actives. Pour les faibles fréquences (au-dessous de 600 MHz) la reconfigurabilité est bénéfique par rapport à l'antenne statique quelle que soit la valeur de la résistance (les efficacités sont toujours supérieures). Ce qui prouve la flexibilité de l'antenne active proposée dans la thèse dans la mesure où elle pourra adresser des nouvelles bandes, notamment vers les basses fréquences. Pour les fréquences au-dessus de 600 MHz, l'efficacité de la structure agile est supérieure à celle passive jusqu'à un *ESR* de 0.5Ω .



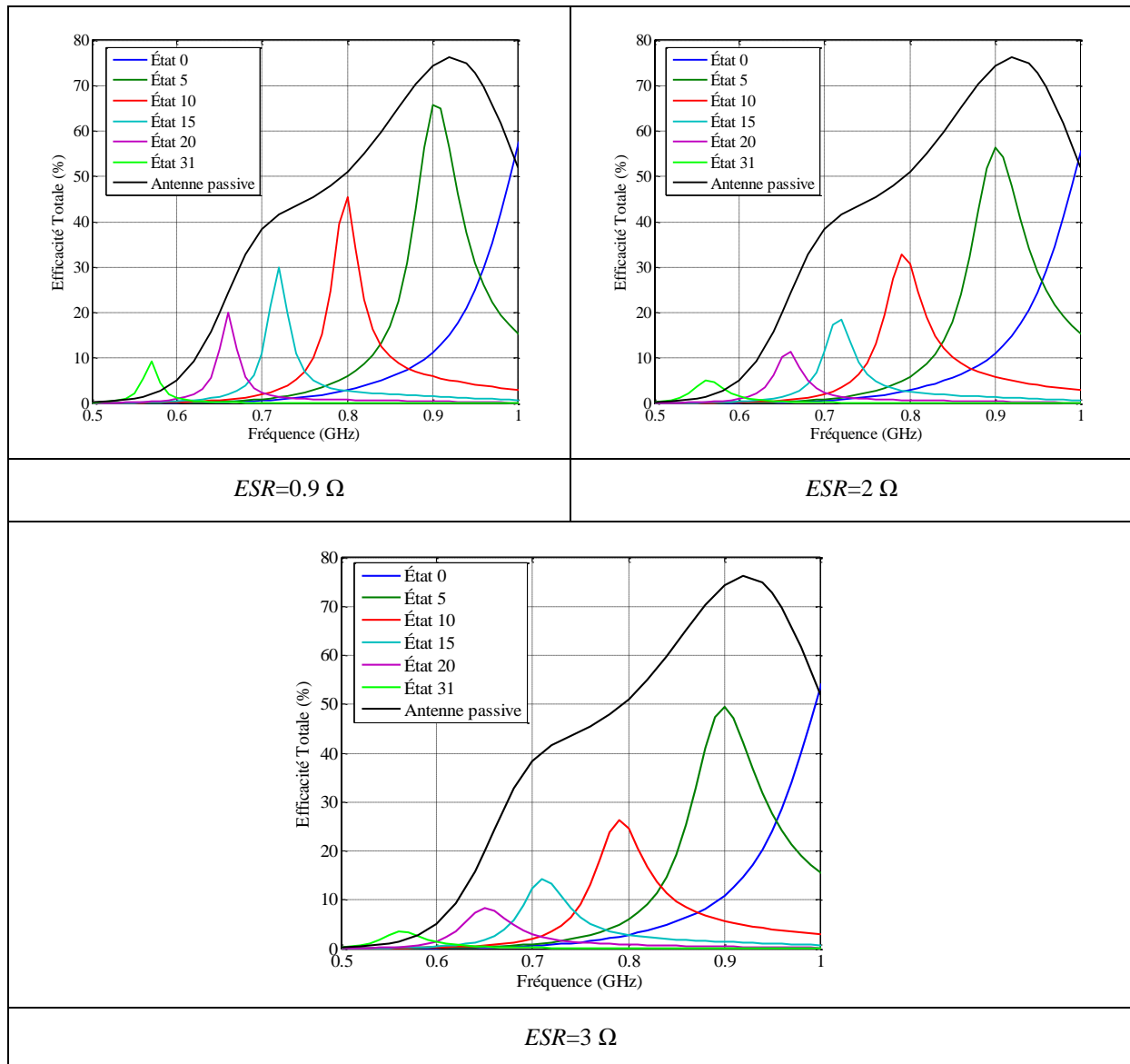


Figure IV. 40: Efficacité totale de l'antenne fente et l'antenne passive en fonction de la résistance série du DTC.

Comme nous l'avons déjà montré, la résistance série associée au DTC est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité. Cette valeur dépend de l'architecture de la capacité variable et de la technologie SOI considérée. Les générations actuelles des DTC présentent des ESR entre 3.5Ω et 1Ω , par contre les nouvelles générations présenteront des valeurs inférieures à 1Ω . L'antenne active avec la nouvelle version du DTC présente des performances comparables à celle d'une antenne passive avec l'avantage de flexibilité et adaptation à tous les nouveaux standards (Figure IV. 41). Un autre point important est que l'antenne active est beaucoup plus petite que l'antenne passive.

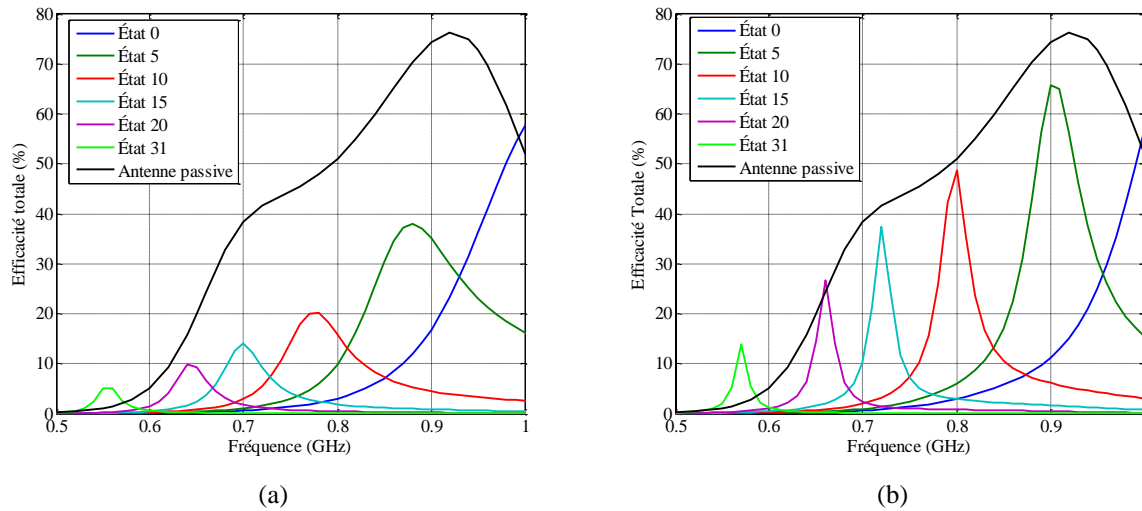


Figure IV. 41: Efficacité totale de l'antenne fente avec : DTC actuel (a) nouvelle génération du DTC (b).

4. Antenne double bande

4.1. Description de l'antenne double bande

Dans la section 2, nous avons présenté l'antenne fente accordable en fréquence qui adresse uniquement une seule voie, la transmission ou la réception. Nous avons validé son fonctionnement et étudié ses performances. Dans cette partie, nous allons proposer deux antennes à bandes étroites une pour le UL et l'autre pour le DL [13]. Cette solution permet de relâcher la contrainte de filtrage sur le duplexeur. Pour rappel, le duplexeur a une isolation de plus de 50 dB pour 2 à 3 dB de pertes d'insertion. Dans la continuité de l'étude des fentes, l'antenne proposée consiste en 2 fentes partageant le même plan de masse (Figure IV. 42). Il s'agit d'une antenne double accès. Chaque antenne possède les mêmes dimensions que celle mono bande et les mêmes matériaux sont utilisés. Les deux fentes ont les mêmes dimensions $18 \times 3 \text{ mm}^2$, excitées par couplage à travers deux lignes micro ruban chacune et sont localisées très proche (24 mm). Un stub se trouvant au bout de chaque ligne micro-ruban est utilisé pour adapter l'impédance de l'antenne. Les deux connecteurs RF ont la même disposition comme expliqué précédemment.

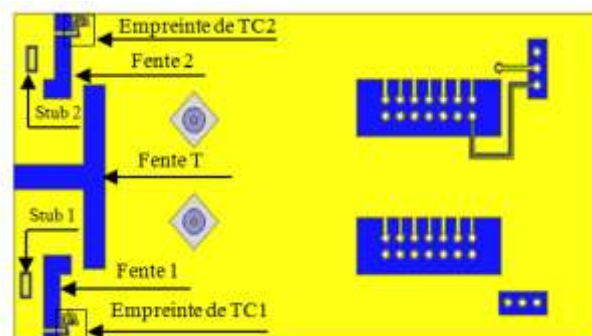


Figure IV. 42: Géométrie de l'antenne double accès.

La position opposée de deux fentes sur le plan de masse permet de minimiser le couplage. En effet, la distribution des courants surfaciques circulants sur les éléments de l'antenne révèle que les courants présents sur les deux fentes sont de sens opposés (Figure IV.43). Par conséquent, l'énergie d'une fente dissipée dans l'autre est réduite.

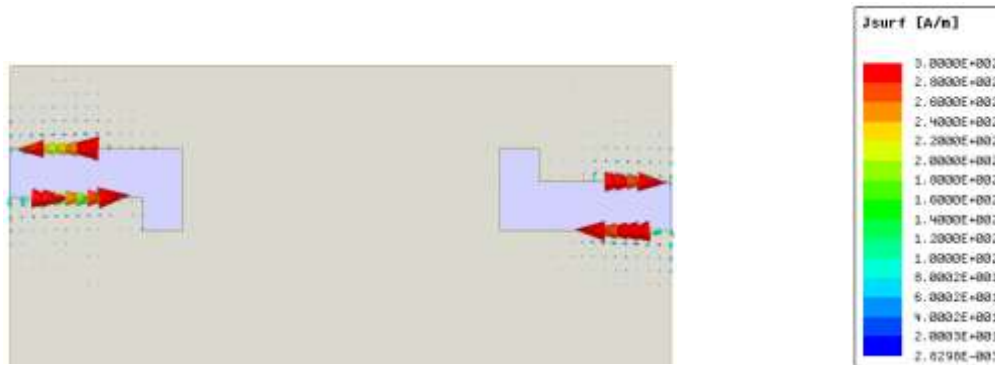


Figure IV. 43: Distribution des courants de surface de l'antenne double bandes à 1 GHz.

La disposition de deux fentes réduit ainsi le couplage mais il reste encore élevé dans cette configuration initiale. Un couplage de 15 dB est observé. Une solution de découplage est donc mise en œuvre. Une fente en forme de T est utilisée pour isoler et découpler les deux éléments rayonnants. La longueur de la fente est réglée pour réduire le couplage entre les deux fentes rayonnantes et la forme en T est choisie pour réduire l'espace réservé à l'antenne. La Figure IV. 44 présente la réponse de l'antenne avec et sans cette fente T de découplage. Les résultats sont présentés pour la bande 8, où la bande d'émission est 880-915 MHz et la bande de réception est 925-960 MHz. L'isolation entre UL / DL augmente d'environ 8 dB avec la fente T dans la bande de fonctionnement pour atteindre un niveau supérieur à 21 dB. La Figure IV. 45 présente la distribution des courants surfaciques à 880 MHz et 925 MHz. Elle permet d'illustrer le phénomène de découplage. Quand l'antenne UL fonctionne à 880 MHz, un faible courant peut être observé sur l'extrémité opposée du circuit imprimé, là où l'antenne DL est située. Le même constat est fait lorsque l'antenne DL fonctionne à 925 MHz. Ainsi, une isolation élevée est obtenue entre UL et DL d'environ 27 dB.

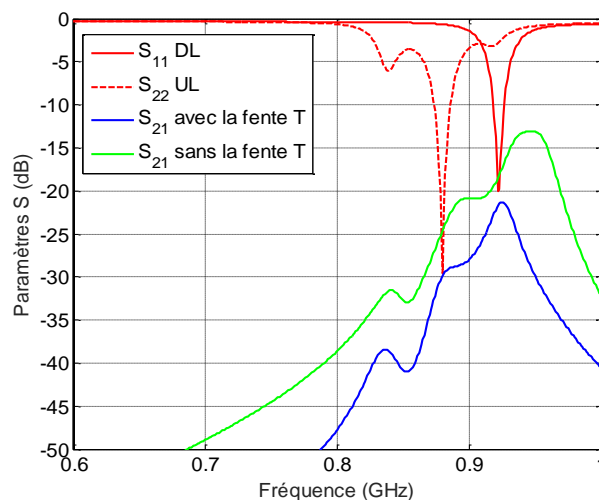


Figure IV. 44: Réponse de l'antenne avec et sans la fente T de découplage.

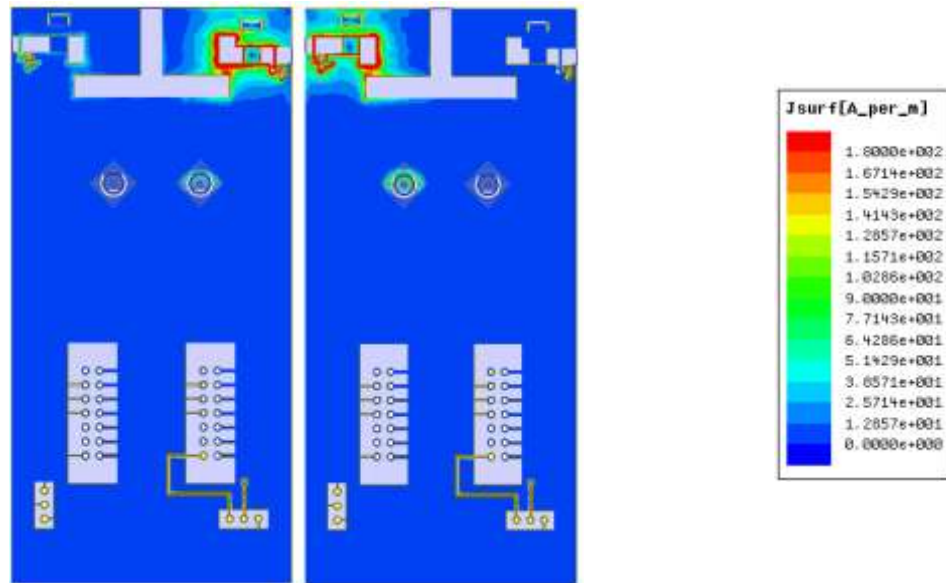


Figure IV. 45: Distribution des courants surfaciques à 880 MHz (droite) et 925 MHz (gauche).

4.2. Antenne double bande reconfigurable

Deux capacités variables sont intégrées sur les deux extrémités ouvertes de deux fentes afin d'accorder l'antenne simultanément sur deux bandes (UL et DL). Chaque fente est indépendamment accordable et le Duplex Spacing (DPX) est adaptable pour chaque bande. Les simulations montrent la reconfigurabilité de l'antenne sur toute la bande basse du LTE entre 699 MHz et 960 MHz. La Figure IV. 46 présente la réponse de l'antenne dans les bandes 8, 12 et 14. Le DPX est de 30 MHz pour les deux bandes 12 et 14, et 45 MHz pour la bande 8. La bande passante instantanée réalisable à -6 dB diminue de 38 MHz à 925 MHz vers 29 MHz à 699 MHz. Avec cette stratégie de deux antennes, la largeur de bande passante n'est plus une contrainte puisque chacune de deux antennes adresse instantanément une sous bande TX ou RX. L'isolation entre les deux fentes est environ 29 dB à 699 MHz, 26 dB à 758 MHz et 25 dB à 925 MHz.

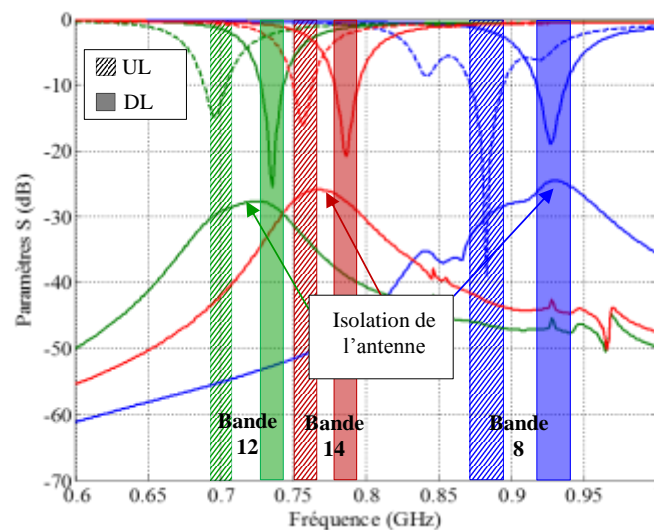
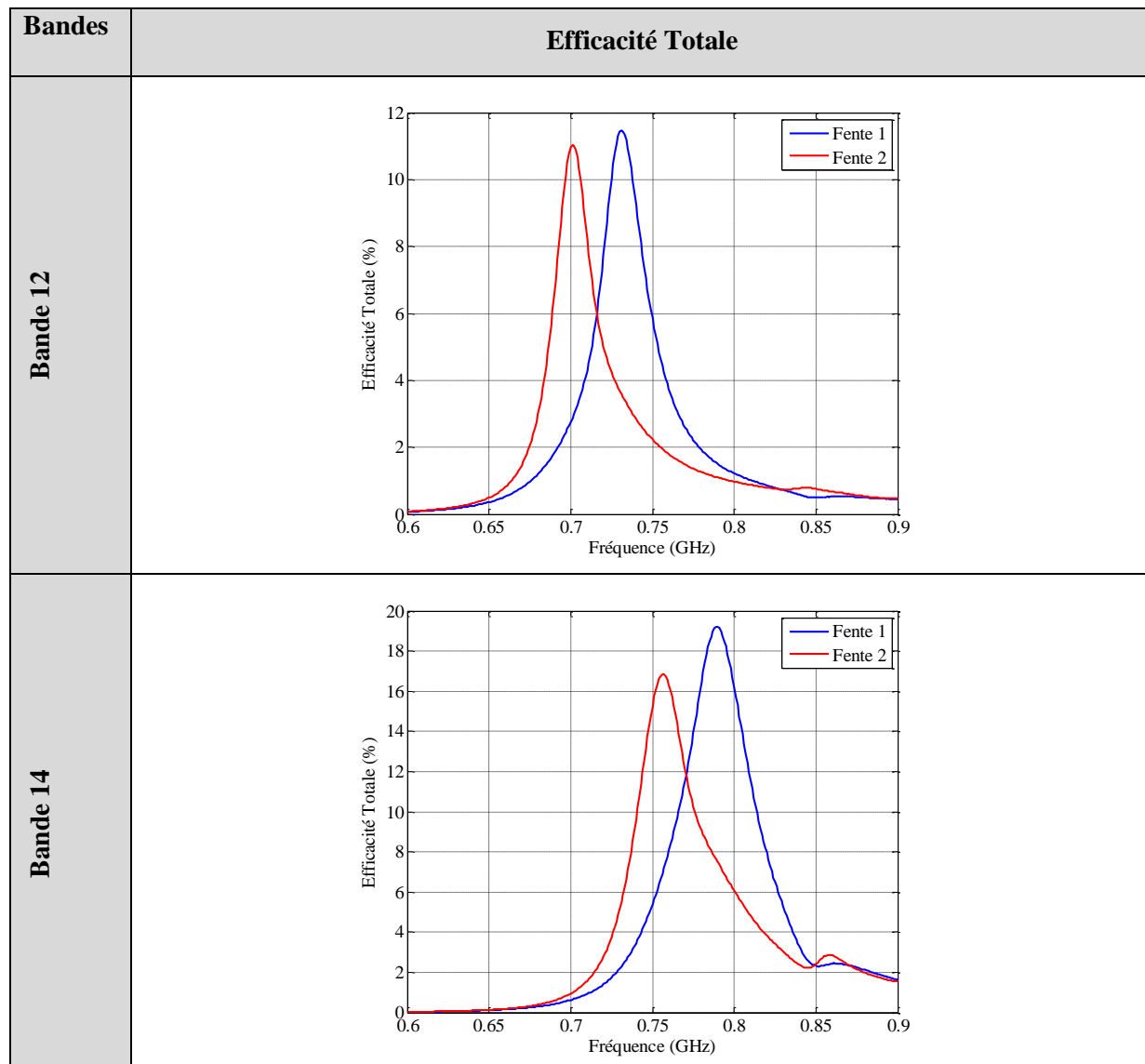


Figure IV. 46: Réponse de l'antenne dans les bandes 8, 12 et 14.

Nous présentons dans la Figure IV. 47 les efficacités de l'antenne adressant différentes bandes. Les capacités utilisées possèdent une résistance série de 0.9Ω .

- Bande 12: UL (699 - 716 MHz), DL (729 - 746 MHz),
- Bande 14: UL (758 - 768 MHz), DL (788 - 798 MHz),
- Bande 8: UL (880 - 915 MHz), DL (925 - 960 MHz).

L'antenne double bande présente une efficacité totale de 21.3% - 35.4% dans la bande 8, 16.8% - 19.2% dans la bande 14 et 11% - 11.5% dans la bande 12. En effet, plus la fréquence de travail de l'antenne diminue, plus l'antenne est miniature et donc η_t se dégrade.



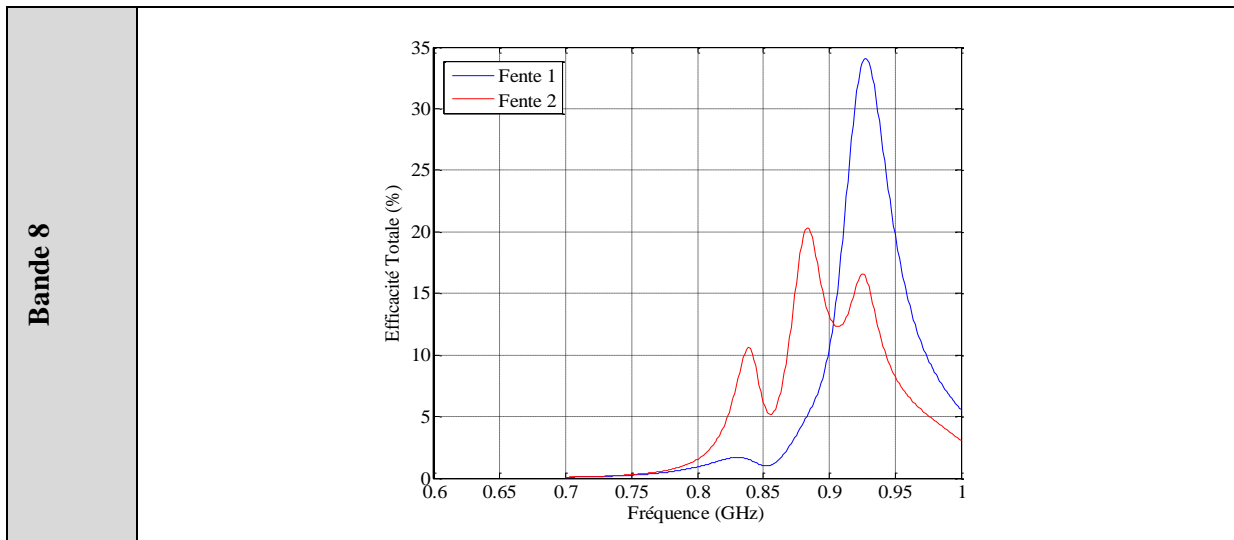
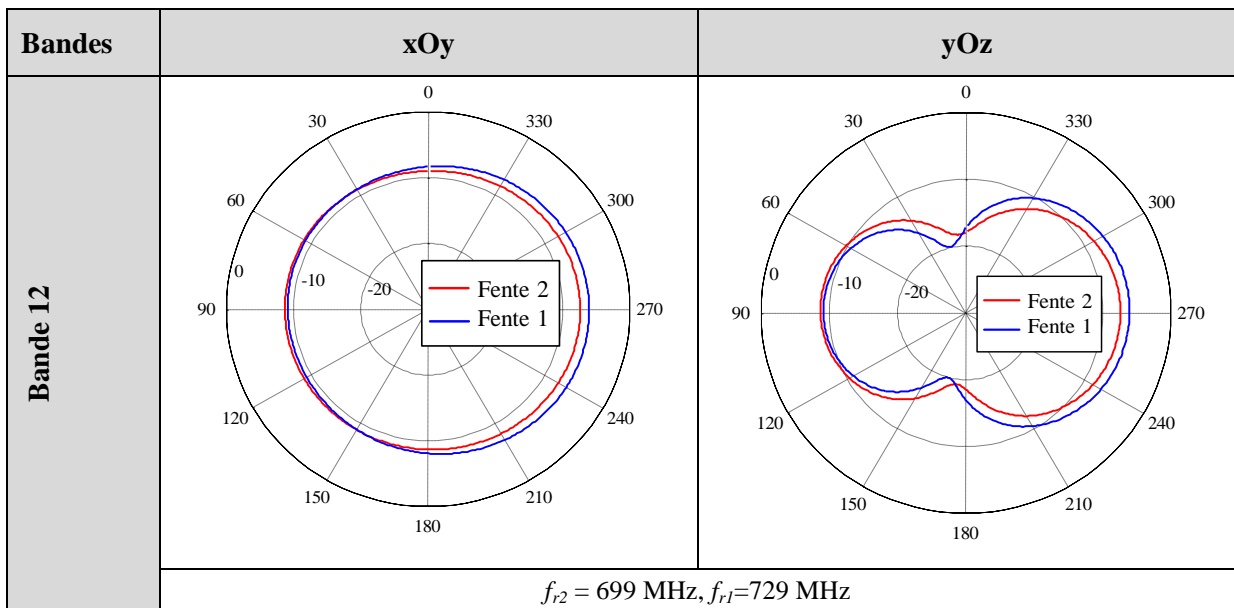


Figure IV. 47 : Efficacité totale de l’antenne dans les trois bandes.

Comme nous pouvons le constater, le gain diminue avec la miniaturisation de l’antenne. En effet, le gain total maximal est d’environ -3.1 dBi dans la bande 8, -4.2 dBi dans la bande 14 et -6.1 dBi dans la bande 12 (Figure IV. 48).



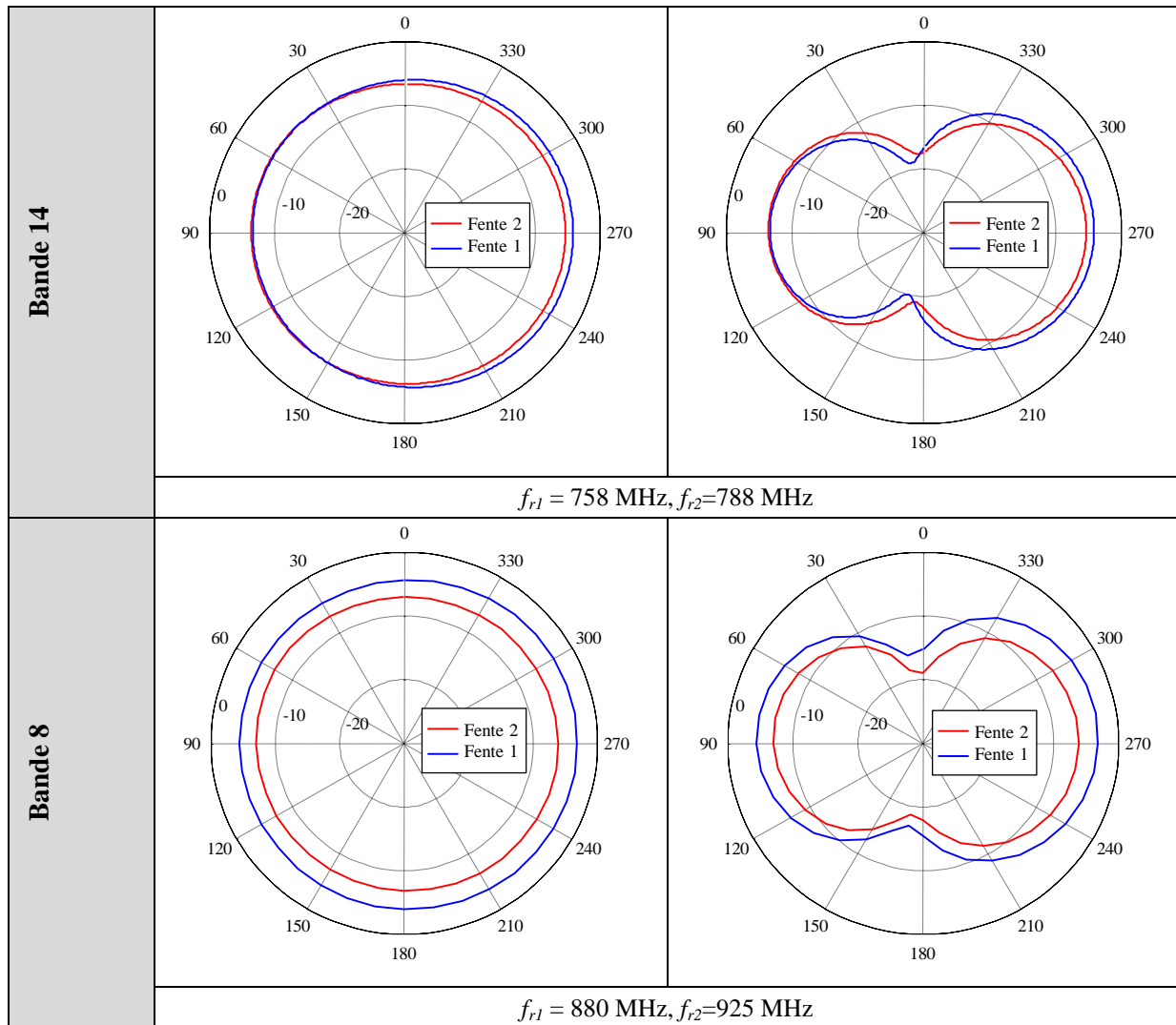


Figure IV. 48 : Diagrammes de gain total de l'antenne dans les trois bandes.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la conception antennes avec des composants agiles. Deux structures antennaires ont été étudiées: une antenne fente mono bande et une antenne double fente, double bande adressant les bandes basses du LTE. Le composant agile utilisé est une capacité variable commandée numériquement (DTC). La co-conception de l'antenne avec le DTC illustre l'accordabilité fréquentielle. En faisant varier la commande du DTC, la valeur de la capacité change et l'antenne fente mono bande adresse les fréquences de 576 MHz à 1070 MHz avec une bande passante instantanée entre 3 MHz et 56 MHz. Le facteur de miniaturisation est 4.8 à 576 MHz. Elle couvre instantanément une sous bande pour émettre ou recevoir. Nous obtenons une taille électrique très petite de l'antenne à la fréquence de résonance basse, la fente $\lambda_0/29 \times \lambda_0/173$. L'efficacité rayonnée varie entre 83% et 47% pour un DTC idéal sans perte et elle diminue progressivement en introduisant les pertes

ohmiques de la résistance parasite du DTC. L'efficacité obtenue varie alors sur la bande, entre 75% et 11% pour une résistance série de 0.9Ω .

L'antenne double fente adresse simultanément deux canaux : un UL et l'autre DL. L'agilité de chaque fente est indépendante de l'autre. Les simulations ont démontré la reconfigurabilité de l'antenne sur toute la bande basse à partir de la bande 12 jusqu'à la bande 8. Bien que ces antennes reconfigurables permettent de couvrir une large bande passante par commutation et ce dans un volume très faible, elles possèdent aujourd'hui des limitations sur l'efficacité de rayonnement due à une résistance série encore relativement importante mais qui diminue avec les générations de technologie pour tendre vers des valeurs inférieures à 1Ω avec l'évolution des technologies SOI.

Une comparaison avec une antenne large bande, passive, adressant la totalité de la bande basse du LTE a été réalisée pour montrer que l'antenne accordable est plus avantageuse. En effet, l'antenne active peut accorder sa fréquence de fonctionnement à une bande qui n'était pas adressée dans un volume très faible et possède des performances de rayonnement meilleures vers les basses fréquences. La pertinence de la miniaturisation de l'antenne reconfigurable est prouvée.

Nous allons maintenant nous intéresser à la validation expérimentale des résultats précédents.

Références du chapitre IV

- [1]: H. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part III,A : Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, no. 4, pp. 620–626, 1946.
- [2]: Kawtar Belmkaddem, Lionel Rudant, Tan Phu Vuong "Analyse de l'impact du plan de masse sur une antenne fente en utilisant la décomposition en modes sphériques", 2013 18èmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM).
- [3]: Ruyle, J.E.; Bernhard, J.T., "A wideband transmission line model for a slot antenna," in *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.3, pp.1407-1410, March.
- [4]: R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech house, 2001.
- [5]: A. D. Yaghjian, R. Best, "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 53, n04, April 2005, pp.1298-1324.
- [6]: 3GPP Technical Report, "Feasibility study for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced) - Specification 36.912 - Release 11, " 2012.
- [7]: Bories, S.; Dussopt, L.; Giry, A.; Delaveaud, C., "Duplexer-less RF Front-end for LTE Pico-Cell using a Dual Polarization Antenna," in *Wireless Conference 2011 - Sustainable Wireless Technologies (European Wireless)*, 11th European, vol., no., pp.1-3, 27-29 April 2011.
- [8]: F. Benetti, (2015) SOI Industry Consortium. [Online]. Available: <http://www.soiconsortium.org/fully-depleted-soi/presentations/january-2015/>
- [9]: Dominique Nicolas, «Conception de circuits RF en CMOS SOI pour modules d'antenne reconfigurables à faibles pertes », thèse de doctorat, à soutenir en 2017.
- [10]: L. Huitema, C. Delaveaud and R. D'Errico, "Impedance and Radiation Measurement Methodology for Ultra Miniature Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3463-3473, July 2014.
- [11]: R. Zhang, Y. Liu, H. Kim and H. Kim, "PIFA using series-resonant feed structure for wide-band operations," in *Electronics Letters*, vol. 51, no. 8, pp. 606-608, 4 16 2015.
- [12]: <http://psearch.en.murata.com/capacitor/product/GRM1555C1H1R0CA01%23.html>
- [13]: Caporal Del Barrio, S.; Pedersen, G.F., "Antenna design exploiting duplex isolation for 4G application on handsets," in *Electronics Letters*, vol.49, no.19, pp.1197-1198, Sept. 2013.

Chapitre V: Réalisation et Expérimentation du prototype

Introduction

Le chapitre précédent a permis d'étudier théoriquement et par simulation la co-conception antennes et composants agiles. Une antenne fente mono bande et une antenne double bande adressant les bandes basses du LTE ont été présentées. L'accordabilité est réalisée via l'utilisation d'une capacité variable commandée numériquement. Nous avons démontré par simulation l'avantage des antennes agiles couvrant instantanément une bande étroite par rapport à celles large bande. Afin de pouvoir confirmer l'intérêt de ces antennes, il est ensuite nécessaire de s'intéresser à la réalisation et la validation expérimentale de leurs performances.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps évaluer les caractéristiques des capacités variables qui vont être utilisées. Nous introduisons ensuite les prototypes réalisés. Puis nous allons décrire les performances de l'antenne en termes d'impédance et de rayonnement, ce qui permettra de quantifier les avantages et les inconvénients de ce type d'antenne. Une étude orientée système LTE sera également menée afin de vérifier la conformité de ce type d'antenne aux spécifications du standard 3GPP.

1. Capacité Variable (DTC)

Deux capacités variables (DTC SOI) ont été testées dans ce travail : la première capacité, appelée RENTON, est réalisée au CEA-LETI. Elle s'inscrit dans le cadre de la collaboration entre l'équipe des antennistes et de celle des concepteurs de circuits. En effet, certains paramètres du DTC sont des données d'entrée de conception (excursion capacitive, technologie...) et d'autres sont des conséquences (résistances parasites, valeur minimale...) issues des compromis qui ont été abordés dans le chapitre IV. Par ailleurs, l'excursion capacitive de RENTON est déterminée par les concepteurs d'antennes pour pouvoir adresser les bandes basses de la norme 4G. La conception, l'architecture et la technologie utilisée pour concevoir le DTC sont évaluées par les concepteurs de circuit. La deuxième capacité est un composant sur étagère de chez PEREGRINE (référence PE64906), nommée TCPE dans la suite.

1.1. Capacité RENTON

RENTON est implémentée en technologie CMOS SOI. Elle est composée de cinq branches et par conséquent 32 états. Sur chaque branche, la capacité est activée ou désactivée par un interrupteur (états ON/OFF) à base de 7 transistors. RENTON tient une tension maximale de 21 V. Un modèle à base de transistor décrit le comportement de cette capacité [1]. La Figure V. 1 montre l'évolution de la valeur de la capacité en fonction de l'état obtenue par simulation ADS. La capacité varie entre 1.3 pF et 5.3 pF avec un pas de 125 fF à 100 MHz.

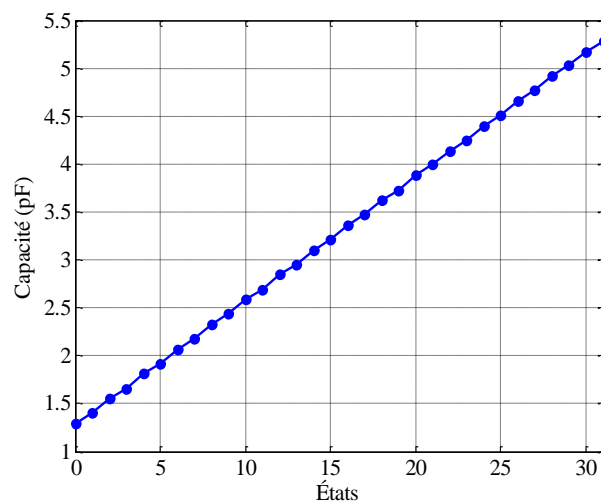


Figure V. 1 : Évolution de la capacité en fonction de l'état de RENTON, donnée à la fréquence de 100 MHz.

Le facteur de qualité de la capacité Q_c est un paramètre caractérisant l'idéalité d'une capacité. Il caractérise la présence de résistances séries sur l'élément, plus ce facteur est grand, et plus la capacité est de bonne qualité. En d'autres termes, plus Q_c est grand et plus la résistance interne est faible. Q_c est calculé selon l'équation (V.1).

$$Q_c = \frac{1}{RC\omega} \quad (\text{V.1})$$

La Figure V. 2 présente la variation du facteur de qualité de RENTON pour trois valeurs de fréquence 900 MHz, 1.1 GHz et 1.2 GHz. Ainsi, Q_c décroît en fonction des états et en fonction de la fréquence, il varie entre 101 et 28 à 1.2 GHz. Le FOM de cette capacité est de 250 fs .

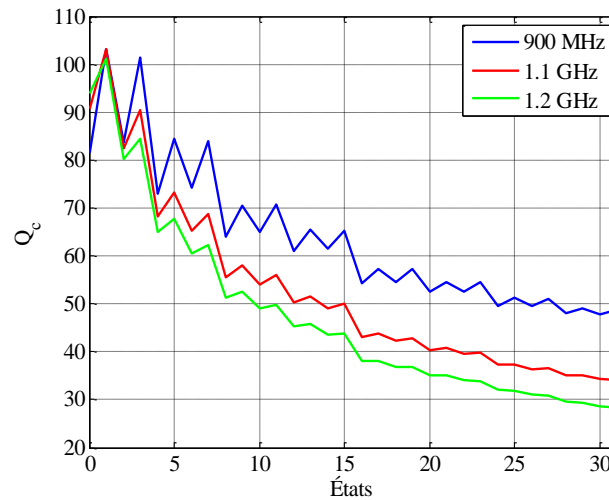


Figure V. 2 : Évolution du facteur de qualité en fonction de l'état de RENTON, donnée aux fréquences 900 MHz, 1.1 GHz et 1.2 GHz.

1.2. Capacité TCPE

La TCPE est implémentée en technologie CMOS SOI [2]. Elle est composée de 5 branches et par conséquent 32 états. Les caractéristiques techniques de ce composant sont données dans l'Annexe B. Le modèle équivalent de la capacité incluant tous les éléments parasites est représenté dans la Figure V. 3.

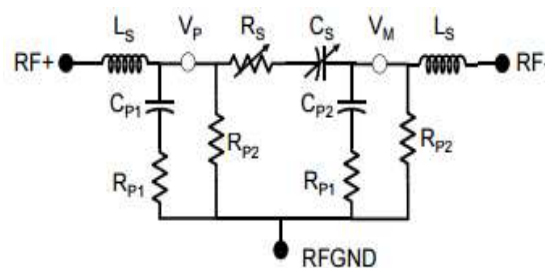


Figure V. 3 : Modèle équivalent de la TCPE.

Afin de valider le modèle électrique de la capacité, une comparaison entre les résultats de simulation (sur Ansys/Designer) d'un autre modèle de DTC de référence (PE64102) en série avec une inductance (configuration en court-circuit) et des mesures a été réalisée pour l'état 0. La Figure V. 4 illustre les résultats obtenus.

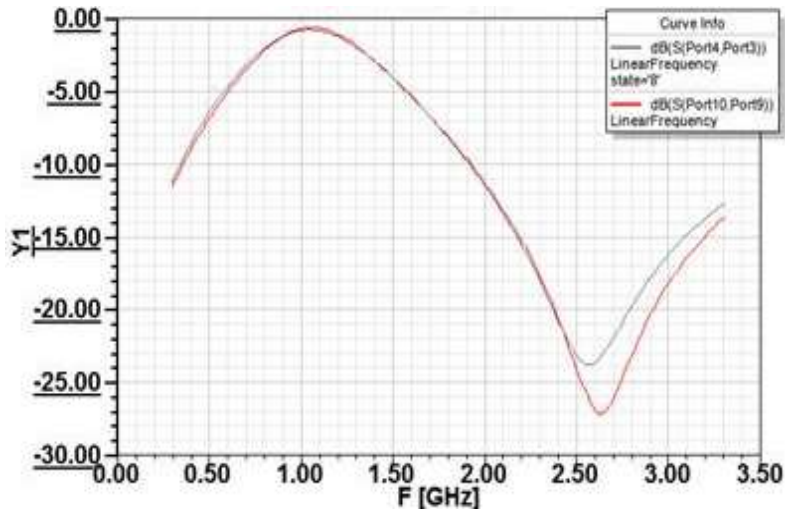


Figure V. 4 : Comparaison entre la réponse du résonateur LC en simulation (rouge) et en mesure (noir).

La comparaison montre une correspondance entre le modèle et la réalisation jusqu'à 2.4 GHz. Au-delà de cette fréquence, une différence est observée. Ces résultats montrent la validité du modèle jusque 2.4 GHz et par conséquent le modèle circuit de TCPE est bien valide. En effet, dans le cadre de la thèse, la capacité est utilisée pour des fréquences plus basses que 1.1 GHz et par conséquent le modèle décrit bien le comportement de la capacité.

Le graphique ci-dessous, donné par le fabricant à 100 MHz (Figure V. 5), montre l'évolution de la valeur de la capacité en fonction de l'état. La capacité varie entre 0.9 pF et 4.6 pF avec un pas de 119 fF.

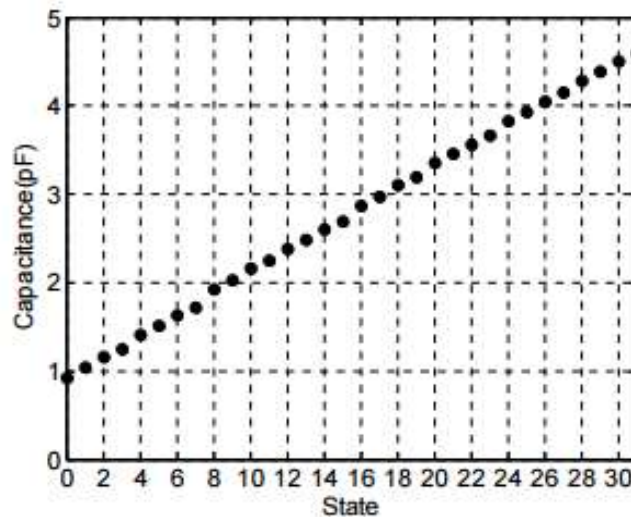


Figure V. 5 : Évolution de la capacité en fonction de l'état de la TCPE, donnée à la fréquence de 100 MHz (donnée constructeur).

Comme il a été démontré en (1.1), Q_c est inversement proportionnel à la valeur de la résistance, la valeur de la capacité et la fréquence. Ainsi, Q_c de la TCPE décroît en fonction des états et en fonction de la fréquence, il varie entre 40 et 29 à 698 MHz (Figure V. 6).

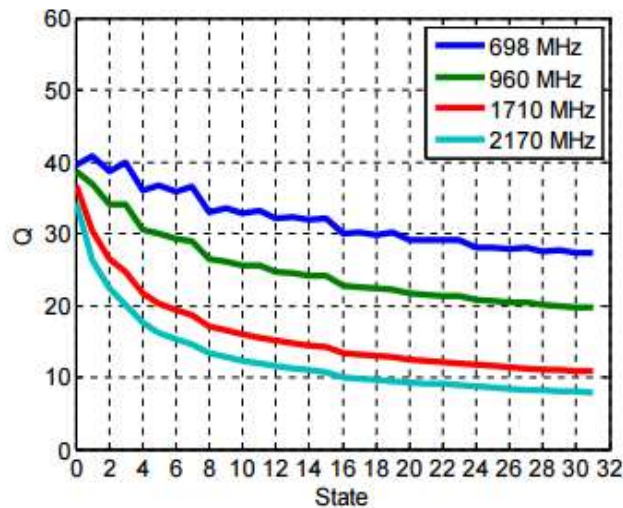


Figure V. 6 : Évolution du facteur de qualité en fonction de l'état de la TCPE, donnée aux fréquences 698 MHz, 960 MHz, 1710 MHz et 2170 MHz (donnée constructeur).

La TCPE est contrôlée via une interface SPI comprenant trois signaux de commande SEN (Serial interface latch enable input), SCL (Serial interface clock input) et SDA (Serial interface data input). Le changement d'état est activé avec le front descendant de la commande SEN. Les autres nœuds sont la masse (GND), la tension d'alimentation (VDD) et les bornes RF positives et négatives (RF⁺ et RF⁻).

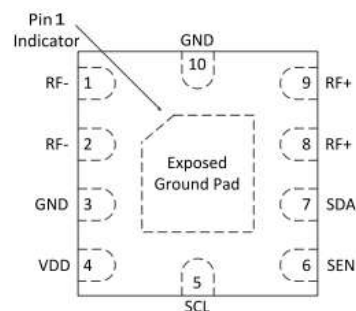


Figure V. 7 : Configuration des nœuds de la TCPE.

2. Prototype de l'antenne fente non chargée

Nous présentons dans cette partie les résultats expérimentaux de l'antenne non chargée en termes d'impédance, de rayonnement et de facteur de qualité. Le prototype fabriqué est présenté dans la Figure V. 8.

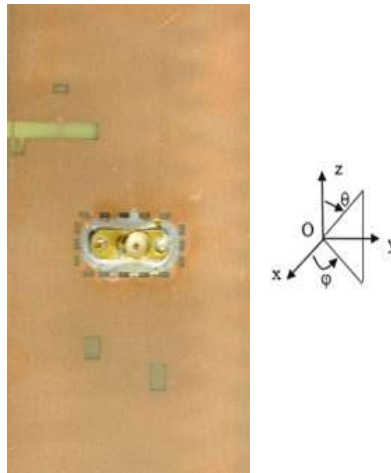


Figure V. 8 : Photo du prototype réalisé.

La Figure V. 9 montre la variation fréquentielle de l'impédance de l'antenne fente vide. Une différence de 2.7% au niveau de la fréquence de résonance est notée entre les simulations et les mesures. On observe que la fréquence de résonance parallèle se trouve à 2.3 GHz, cette fréquence ne correspond pas à $\lambda_g/4$ à cause de l'effet capacitif de l'empreinte de la capacité variable dans la fente.

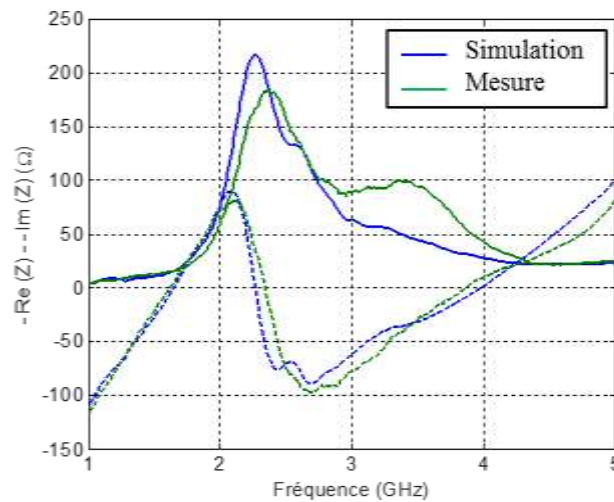


Figure V. 9: Impédance d'entrée de l'antenne (partie réelle et imaginaire) en simulation et mesure.

Le coefficient de réflexion de l'antenne est représenté dans la Figure V. 10. L'adaptation d'impédance peut avoir lieu à la résonance série située plus bas que la résonance parallèle. Une comparaison entre les simulations et les mesures montre une erreur de 5% au niveau de la fréquence d'adaptation.

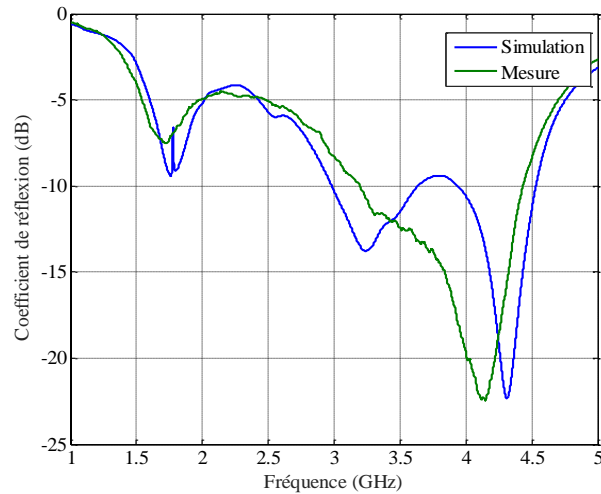
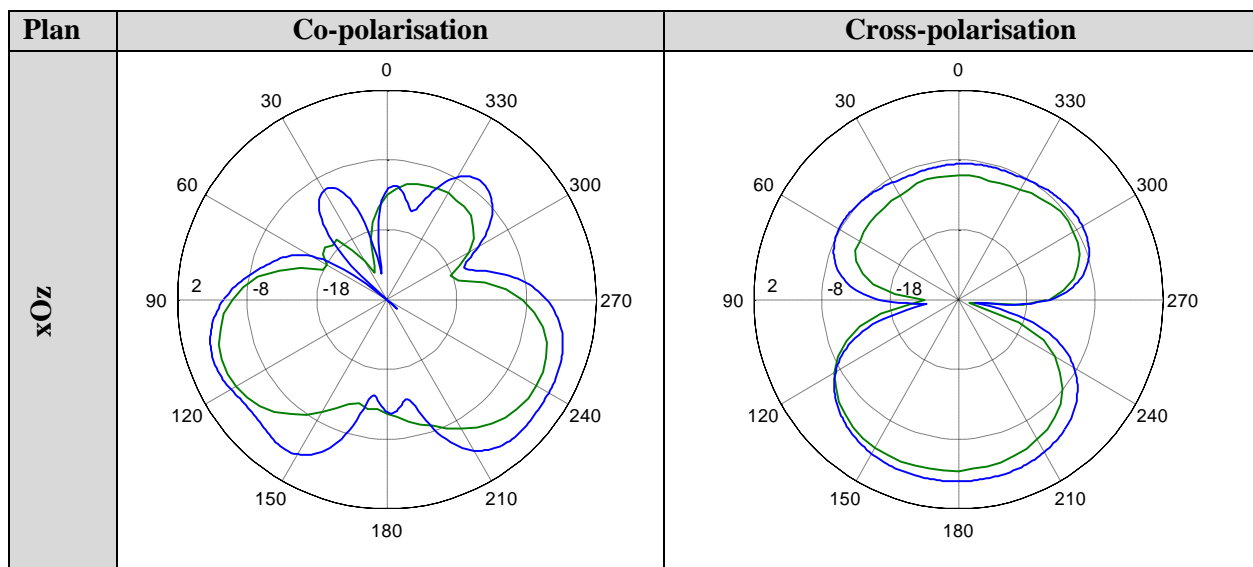


Figure V. 10 : Coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et mesure.

Afin de caractériser le rayonnement de l'antenne, nous avons mesuré le gain réalisé dans une chambre anéchoïde. Les mesures sont réalisées avec un dispositif de conversion RF/ Optique. La Figure V. 11 donne le gain suivant les plans (xOz) et (yOz) à la fréquence de résonance 2.3 GHz en simulation et en mesure. Les diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure ont les mêmes tendances. Toutefois une différence de 2 dB est observée. Pour la forme du diagramme de rayonnement, nous observons que l'antenne ne possède pas un rayonnement dipolaire classique. En effet, à cette fréquence l'antenne n'est pas électriquement petite et cela explique la déformation du diagramme de rayonnement.



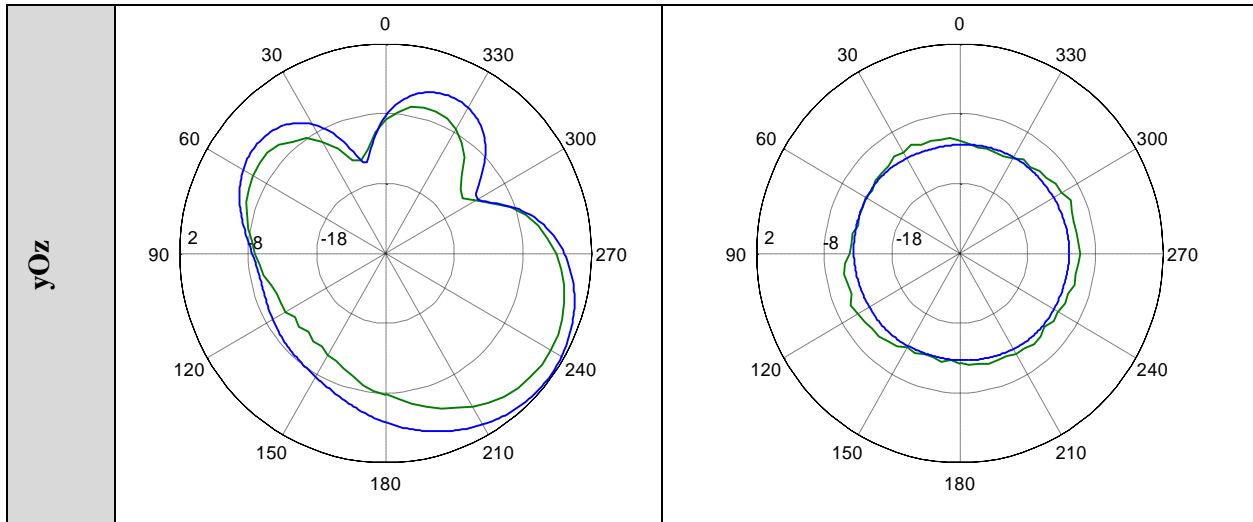
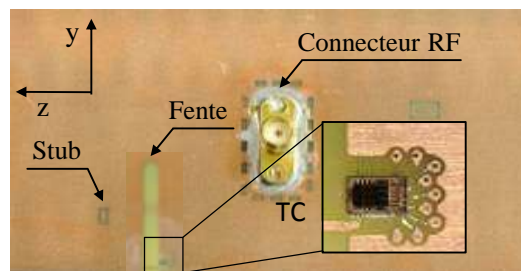


Figure V. 11 : Gain réalisé dans les plans xOz et yOz respectivement à la fréquence $f_r = 2.3$ GHz. **Mesure** et **Simulation** en co-polarisation et cross-polarisation.

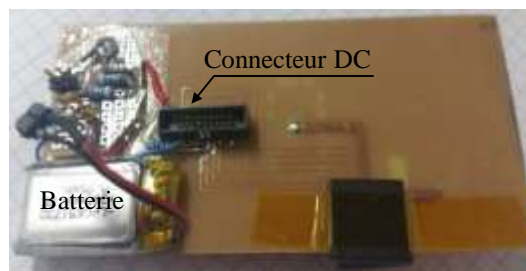
3. Prototype de l'antenne fente chargée

3.1. Prototype avec RENTON

Nous présentons dans cette partie les résultats expérimentaux de l'antenne avec la capacité RENTON en termes d'impédance, de rayonnement et de facteur de qualité. Le prototype de l'antenne est présenté dans la Figure V. 12. Pour maintenir le DTC dans un certain état pendant la mesure, un circuit dédié autonome (sur batterie) la polarise, comme illustré dans la Figure V. 12-b.



(a)



(b)

Figure V. 12 : Photo du prototype réalisé : couche supérieure (a) couche inférieure (b).

Le connecteur DC (connecteur noir) est utilisé pour commander le DTC à travers une nappe qui est connectée à une interface de contrôle relié avec un PXI (PCI eXtensions for Instrumentation). Le PXI est un périphérique spécialisé dans l'acquisition de données et de systèmes de contrôle en temps réel. Cet instrument est piloté par un ordinateur. (Figure V. 13). Cette nappe est déconnectée pendant les mesures d'antenne.

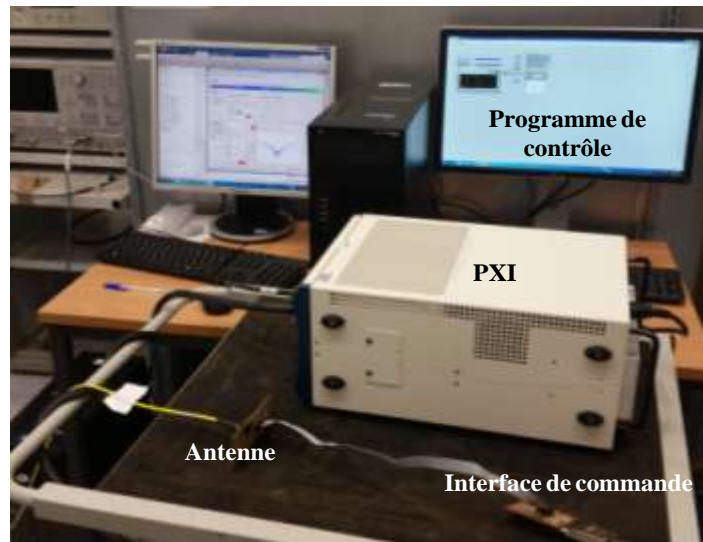


Figure V. 13 : Banc de commande de RENTON.

3.1.1. Impédance d'entrée

Nous comparons les courbes d'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et en mesure dans la Figure V. 14. Une capacité fixe de 1 pF est connectée au niveau du stub pour adapter l'impédance de l'antenne. Dans la simulation, nous avons pris en compte la batterie, le circuit d'alimentation et le connecteur DC. Pour les simulations de cette partie, nous avons utilisé le logiciel de référence pour les simulations électromagnétiques: Ansys/HFSS. Nous avons également bénéficié de la plateforme de simulation des circuits/systèmes RF ADS (Agilent Technologies) puisque RENTON est conçu sous ADS avec un modèle en transistors [1]. En effet, un fichier «.s3p» issue de la simulation EM de l'antenne où les impédances des ports d'accès étant 50 Ω est exporté vers ADS. Cela nous a permis de calculer l'impédance d'entrée de l'antenne présenté dans la Figure V. 14.

Nous remarquons qu'en augmentant les valeurs de la capacité de 1.3 pF à 5.3 pF, la fréquence de résonance diminue de 960 MHz à 524 MHz. En effet, en augmentant la valeur de la capacité, nous augmentons la valeur de la capacité équivalente de l'antenne et par conséquent la fréquence de résonance parallèle baisse et l'antenne devient électriquement plus petite. De même l'antenne devient de plus en plus capacitive, ce qui explique la diminution de la partie imaginaire dans la Figure V. 14-b. Une comparaison entre les simulations et les mesures montre un décalage fréquentielle de 0.8% vers les basses fréquences et 5% vers les hautes fréquences. Cette légère différence est expliquée par quelques imprécisions dans le modèle du DTC.

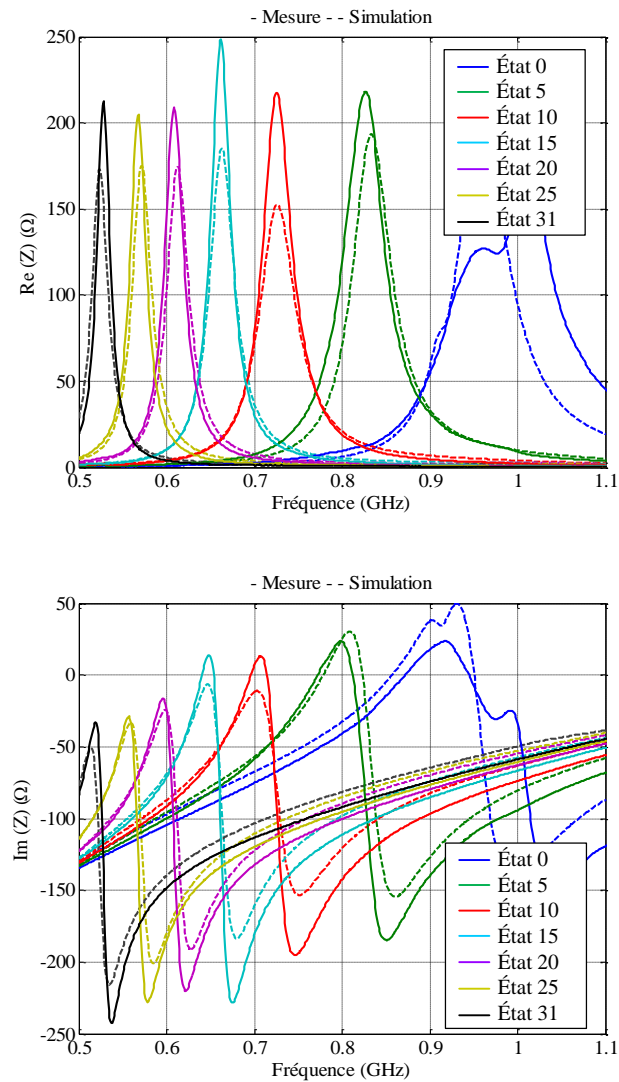


Figure V. 14 : Comparaison entre simulations (en pointillé) et mesures (en traits continus) de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différents états de RENTON.

La Figure V. 15 présente le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacité. La bande passante totale successivement recouverte est de 486 MHz, à savoir de 511 à 997 MHz (critère de $|S_{11}| < -6$ dB), avec une bande instantanée qui varie de 11 MHz jusqu'à 144 MHz aux fréquences les plus hautes (997 MHz). La comparaison entre les simulations et les mesures montrent une bonne concordance, une différence maximale de 2% est obtenue.

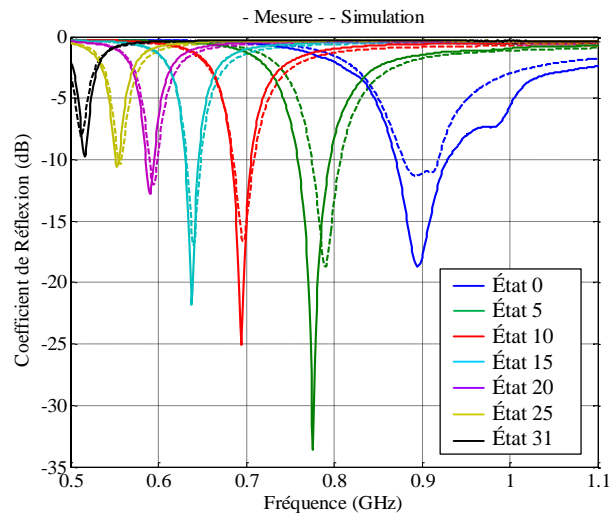


Figure V. 15 : Comparaison entre simulations (en pointillé) et mesures (en traits continus) du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de RENTON.

3.1.2. Facteur de qualité

Comme nous l'avons constaté, la bande passante d'une antenne diminue lors de sa miniaturisation. Ainsi, nous nous intéressons au facteur de qualité de l'antenne. Nous calculons le facteur de qualité à l'aide de la formule de Yaghjian (voir chapitre III) au voisinage de la résonance parallèle. Nous comparons les résultats de simulation et de mesure dans la Figure V. 16. Comme attendu, le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, en simulation et mesure. La différence de niveau entre les simulations et les mesures montre que le modèle du DTC n'est pas bien calé avec la réalisation.

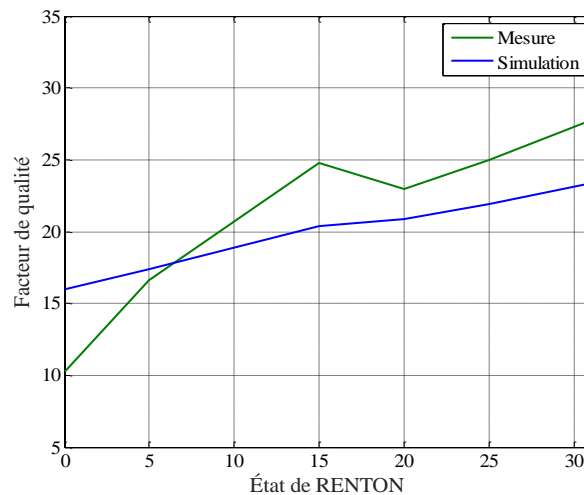
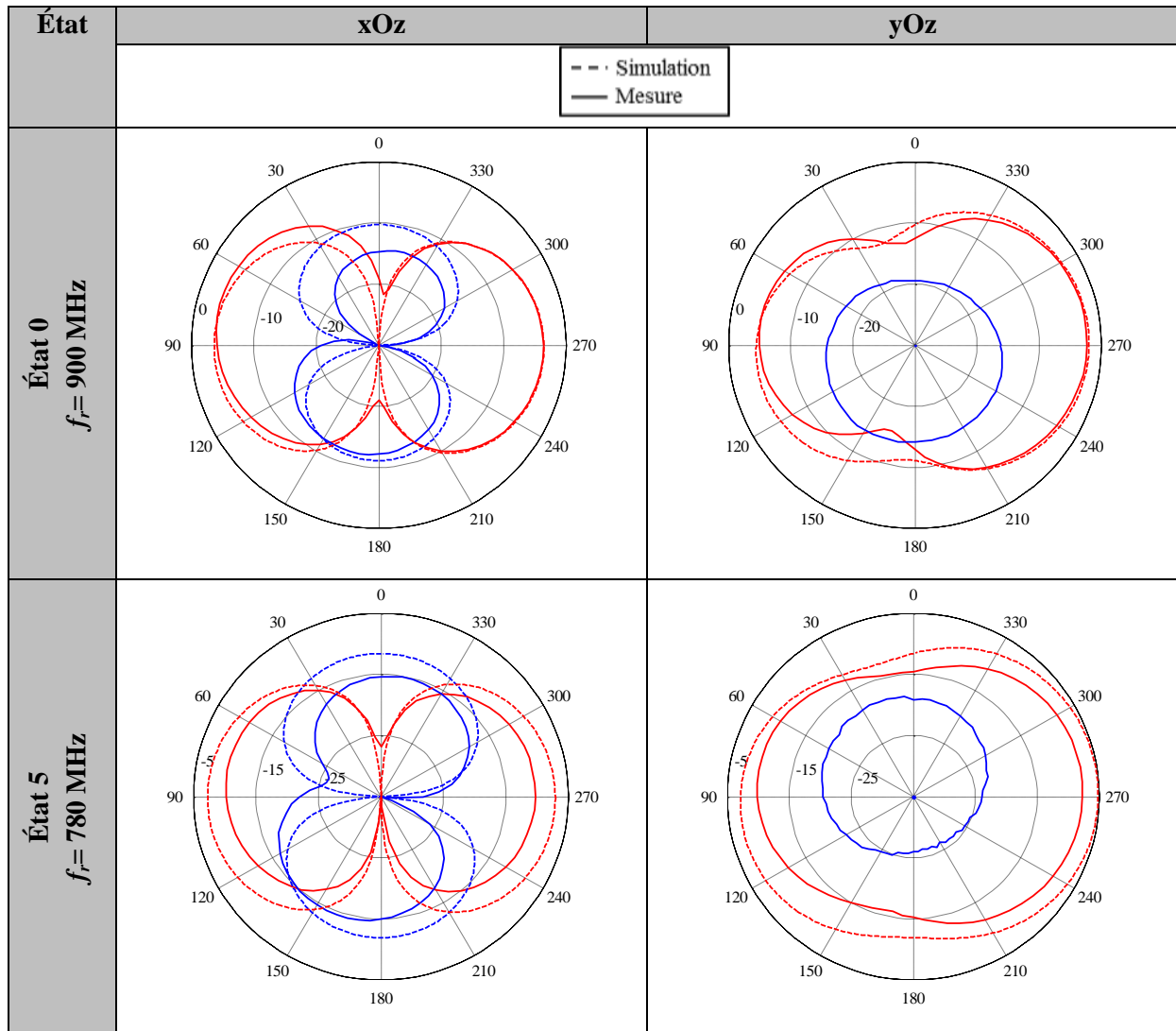
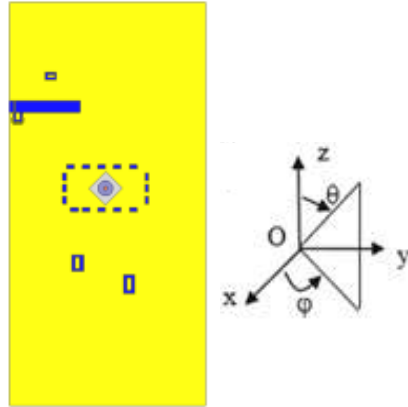


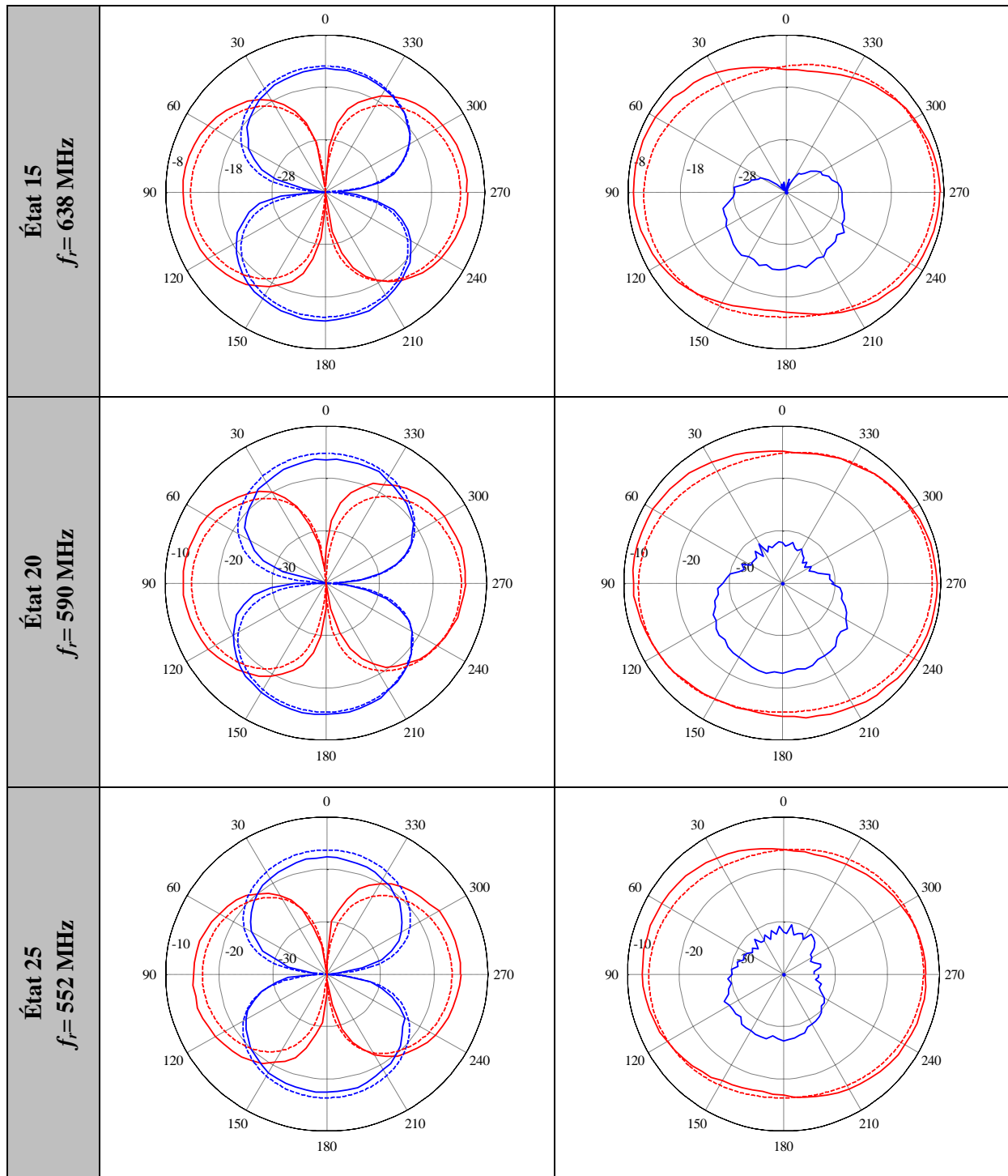
Figure V. 16 : Comparaison du facteur de qualité entre simulation et mesure.

3.1.3. Rayonnement

Nous traçons les diagrammes de gain obtenus en mesure dans la chambre anéchoïde du CEA-LETI pour différents états de la capacité à savoir: état 0, état 5, état 15, état 20, état 25 et

état 31. Les mesures sont réalisées sans la nappe de contrôle d'état. Une comparaison avec les simulations est tracée dans la Figure V. 17 à leurs fréquences de résonance respectives: 900 MHz, 780 MHz, 638 MHz, 590 MHz, 552 MHz et 515 MHz. Dans cette partie les simulations sont obtenues à partir du logiciel Ansys/HFSS en intégrant un modèle circuit simplifié de RENTON: une capacité en série avec une résistance série.





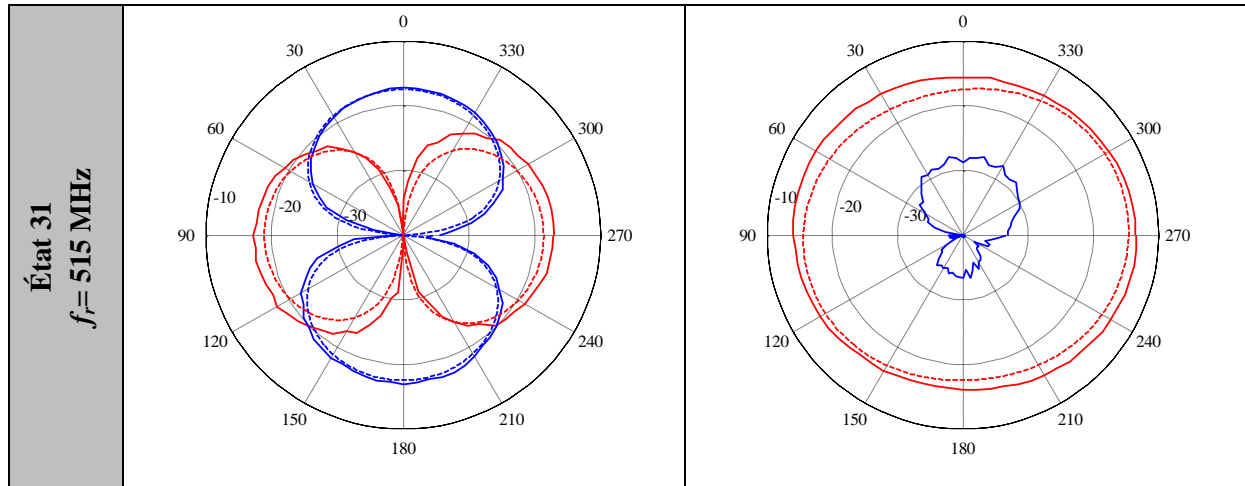


Figure V. 17 : Diagrammes de gain réalisé pour différents états de la capacité dans les plans: yOz et xOz, Co-polarisation et Cross-polarisation en simulation et mesure.

Le Tableau V. 1 résume les gains maximaux obtenus en simulation et en mesure.

Tableau V. 1: Gain maximal réalisé en simulation et en mesure.

Fréquence (MHz)	Gain total réalisé en simulation (dBi)	Gain total réalisé en mesure (dBi)
900	-2	-2.1
780	-5.1	-7.7
638	-9.7	-8.6
590	-11.5	-10.6
552	-13	-12.5
515	-14.4	-13.3

On remarque que le gain diminue avec la miniaturisation. Ce comportement est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leur performance chuter à mesure que leur taille électrique diminue. Une différence de gain de 0.1 dB entre les simulations et les mesures est observée à 900 MHz. Cette différence devient de plus en plus significative vers les basses fréquences. Cela est dû au fait que plus on descend en fréquence, plus la taille électrique de l'antenne est réduite. De plus, la chambre anéchoïde est moins efficace en dessous de 700 MHz et pour cette raison, on observe des ondulations sur les diagrammes mesurés. Associé à la dégradation du gain, l'efficacité diminue lorsque la valeur de la capacité augmente. La Figure V. 18 montre l'évolution de l'efficacité totale en simulation et mesure en fonction de la fréquence pour différents états de RENTON. L'efficacité décroît de 34% à 3% seulement. Le niveau faible des efficacités est expliqué par le niveau de pertes ohmiques dans cette DTC, notamment la résistance série de RENTON qui a été évaluée entre 2Ω à l'état 31 et 5Ω à l'état 0. En effet, plus l'antenne est miniature plus le courant (I) est fort et par conséquent les pertes, qui sont proportionnelles à $ESR I^2$, deviennent importantes.

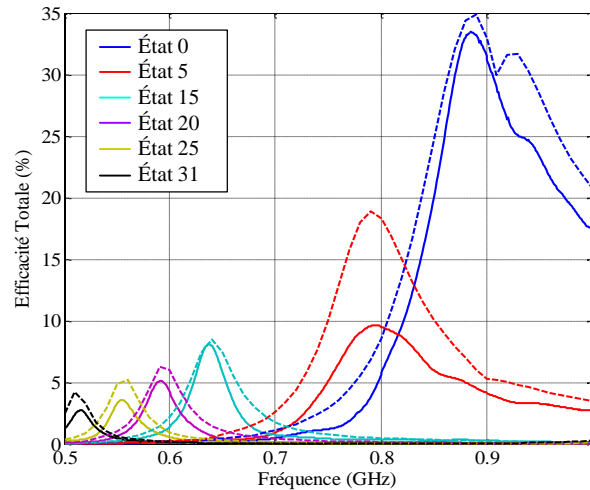


Figure V. 18 : Comparaison entre simulation et mesure des efficacités totale de l'antenne pour différents état de RENTON.

3.1.4. Réduction de taille obtenue

La réduction des dimensions obtenue grâce à l'ajout de la charge capacitive (Tableau V. 2), nous permet d'obtenir une antenne avec un élément rayonnant de taille $\lambda_0/23.7 \times \lambda_0/142.6 \times \lambda_0/492$ à 700 MHz, ce qui correspond à une antenne très compacte.

Tableau V. 2 : Taille électrique de l'antenne en fonction de la fréquence de résonance.

Fréquence (MHz)	Taille électrique de l'élément rayonnant	Taille électrique du plan de masse
900	$\frac{\lambda_0}{18.5} \times \frac{\lambda_0}{111} \times \frac{\lambda_0}{383}$	$\frac{\lambda_0}{6.6} \times \frac{\lambda_0}{3.2} \times \frac{\lambda_0}{383}$
780	$\frac{\lambda_0}{21.3} \times \frac{\lambda_0}{128} \times \frac{\lambda_0}{441}$	$\frac{\lambda_0}{7.6} \times \frac{\lambda_0}{3.7} \times \frac{\lambda_0}{441}$
700	$\frac{\lambda_0}{23.7} \times \frac{\lambda_0}{142.6} \times \frac{\lambda_0}{492}$	$\frac{\lambda_0}{8.5} \times \frac{\lambda_0}{4.1} \times \frac{\lambda_0}{492}$
638	$\frac{\lambda_0}{26} \times \frac{\lambda_0}{156.6} \times \frac{\lambda_0}{540}$	$\frac{\lambda_0}{9.4} \times \frac{\lambda_0}{4.6} \times \frac{\lambda_0}{540}$
590	$\frac{\lambda_0}{28} \times \frac{\lambda_0}{169} \times \frac{\lambda_0}{584}$	$\frac{\lambda_0}{10} \times \frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{584}$
552	$\frac{\lambda_0}{30} \times \frac{\lambda_0}{181} \times \frac{\lambda_0}{624}$	$\frac{\lambda_0}{10.8} \times \frac{\lambda_0}{5.3} \times \frac{\lambda_0}{624}$
515	$\frac{\lambda_0}{32} \times \frac{\lambda_0}{194} \times \frac{\lambda_0}{669}$	$\frac{\lambda_0}{11.6} \times \frac{\lambda_0}{5.6} \times \frac{\lambda_0}{669}$

3.1.5. Conclusion

La co-conception de l'antenne fente avec RENTON constitue une technique d'agilité fréquentielle. Une bande passante de 486 MHz a été obtenue de 511 MHz (état 31) à 997 MHz (état 0) avec une bande passante instantanée qui varie de 11 MHz à 144 MHz. Les résultats de simulation et de mesure sont en bon accord. Une taille électrique très petite de l'antenne a été obtenue, la fente ayant pour dimensions $\lambda_0/32 \times \lambda_0/194 \times \lambda_0/669$ à 515 MHz. En raison de la forte miniaturisation, l'efficacité rayonnée est assez faible. Elle passe de 34% à la fréquence la plus haute, à 3% à la plus basse. L'efficacité diminue avec la miniaturisation

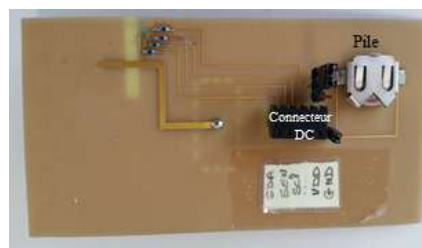
et le facteur de qualité augmente, ce qui est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures. Le gain réalisé maximal obtenu est de -2.1 dBi à 900 MHz et chute à -13.3 dBi à 515 MHz. Dans la prochaine partie, nous présentons les résultats de la co-conception de l'antenne fente avec une deuxième capacité variable TCPE. Nous comparerons les performances obtenues avec RENTON.

3.2. Prototype avec TCPE

Nous présentons dans cette partie les résultats expérimentaux de l'antenne avec la seconde capacité TCPE. Le prototype de l'antenne est présenté dans la Figure V. 19. La capacité est polarisée via une petite pile qui permet de maintenir l'état sans aucune connexion durant la mesure d'antenne.



(a)



(b)

Figure V. 19 : Photo du prototype réalisé avec la TCPE : couche supérieure (a) couche inférieure (b).

Le pilotage de la TCPE est effectué via une nappe connectée à une interface industrielle. Cette dernière est reliée à un ordinateur à travers un câble USB. (Figure V. 20).

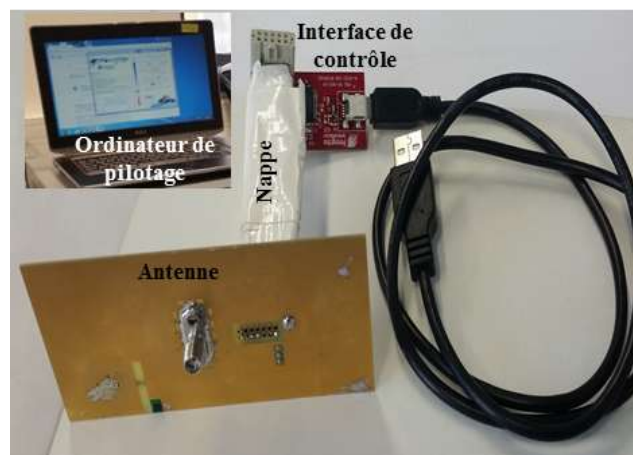


Figure V. 20 : Banc de pilotage de la TCPE.

3.2.1. Impédance d'entrée

La Figure V. 21 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure pour différents états de la TCPE. Dans cette partie, nous vérifions la réponse de l'antenne avec le modèle circuit de la capacité grâce à la co-simulation HFSS/designer. La fréquence de résonance décroît de 1180 MHz vers 575 MHz en mesure et de 1110 MHz à 572 MHz en simulation. On note une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Nous retrouvons la même tendance que précédemment, la fréquence de résonance diminue avec la valeur de la capacité.

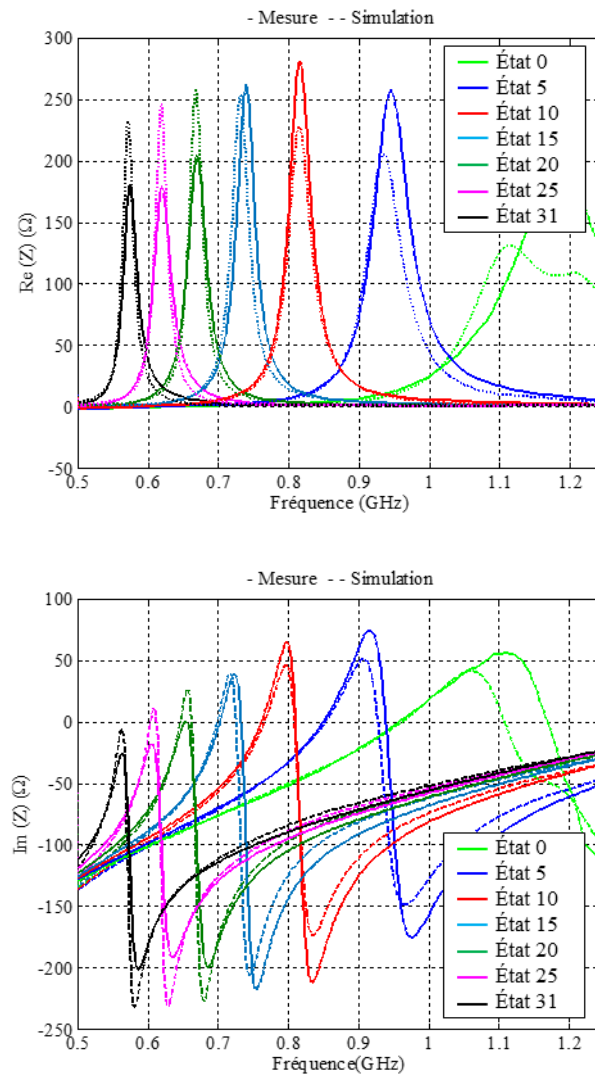


Figure V. 21 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) de la partie réelle et de la partiel imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différents états de TCPE.

Le coefficient de réflexion de l'antenne avec TCPE est représenté sur Figure V. 22. La bande totale adressée est de l'ordre de 594 MHz. La fréquence de travail varie entre 1.03 GHz et 560 MHz avec une bande passante instantanée prise à -6 dB qui décroît de 176 MHz à la fréquence la plus haute à 16 MHz aux basses fréquences. Cette diminution est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures détaillées dans le premier chapitre.

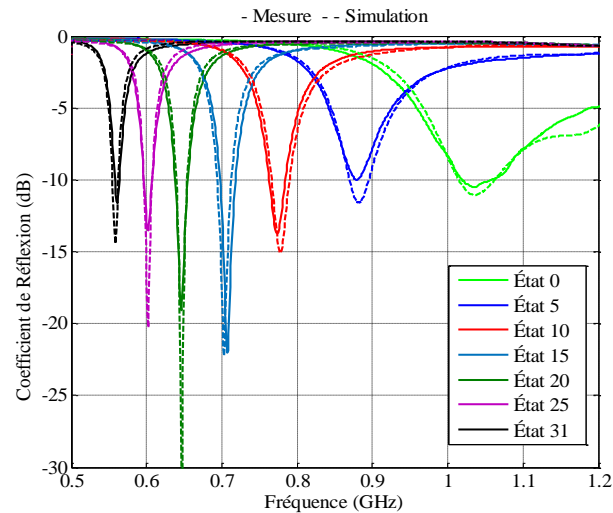


Figure V. 22 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) du coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états de la TCPE.

3.2.2. Facteur de qualité

Dans cette section, nous allons analyser l'évolution de l'efficacité et du facteur de qualité de l'antenne en fonction de sa taille électrique (ka). Deux volumes équivalents sont considérés. Le premier volume considéré est une sphère dont le rayon a_1 englobe le circuit imprimé, le volume qui englobe l'antenne (Figure V. 23-a). Le deuxième volume considéré est une sphère dont le rayon a_2 englobe l'élément rayonnant, la fente (Figure V. 23-b).

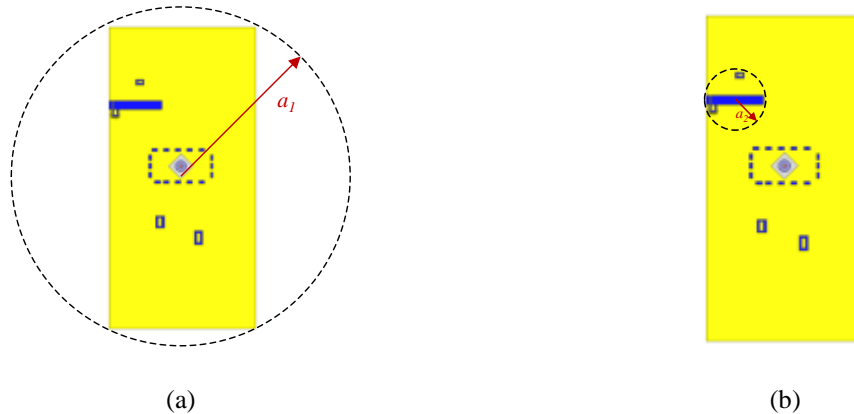


Figure V. 23: Sphère englobant toute l'antenne (a) sphère englobant l'élément rayonnant (b).

La Figure V. 24 présente le facteur de qualité et l'efficacité de l'antenne pour les deux volumes indiqués. La conclusion reste conforme aux limites fondamentales physiques à savoir que le facteur de qualité augmente et l'efficacité diminue avec la miniaturisation.

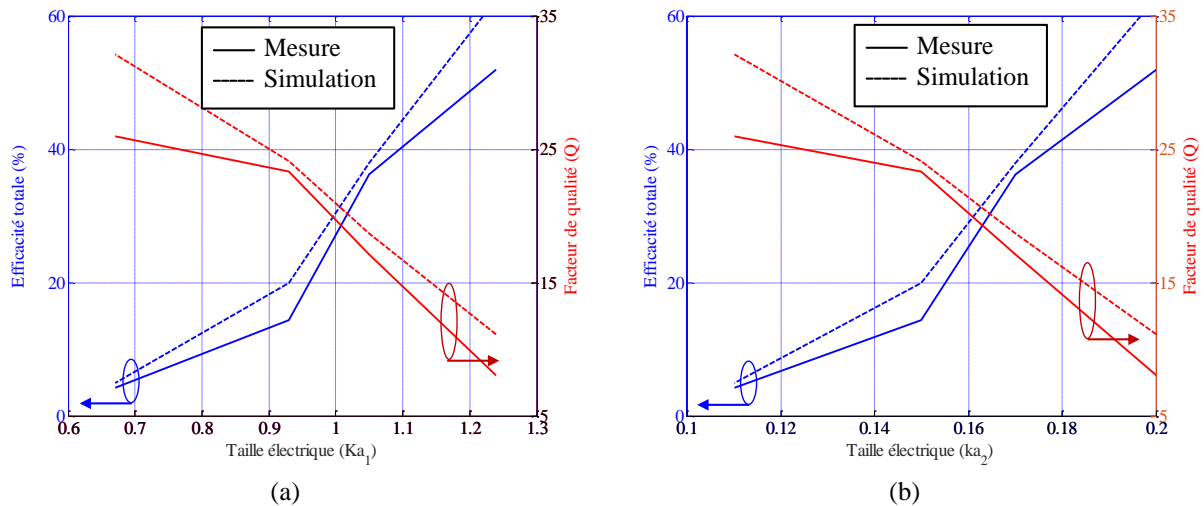
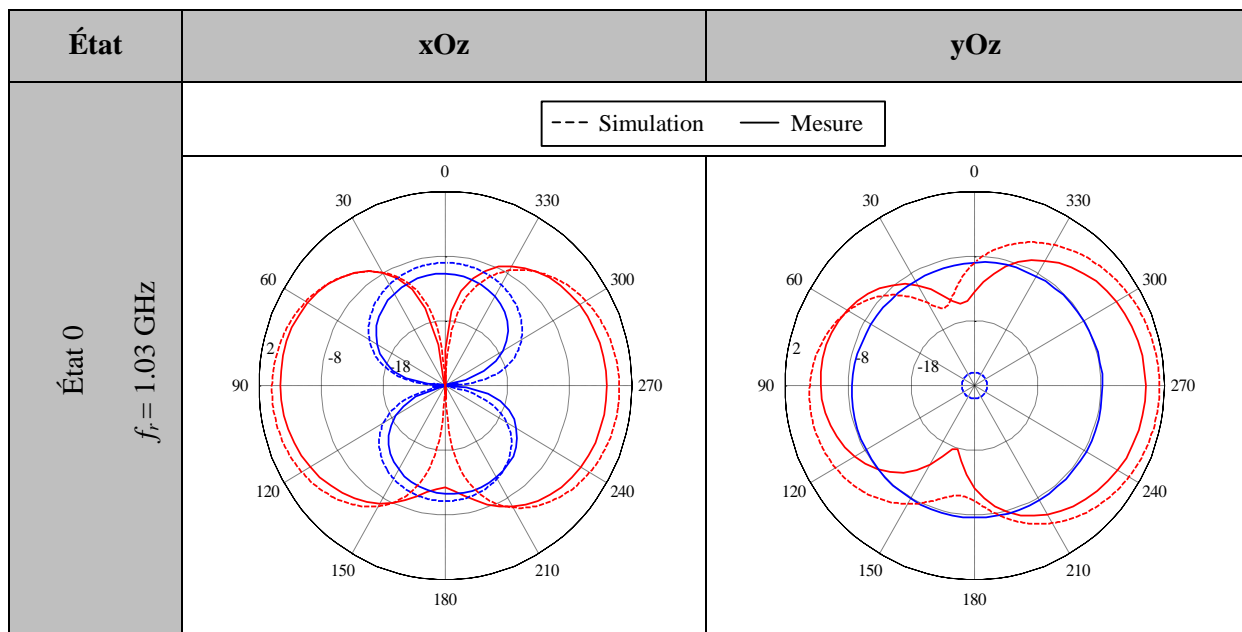
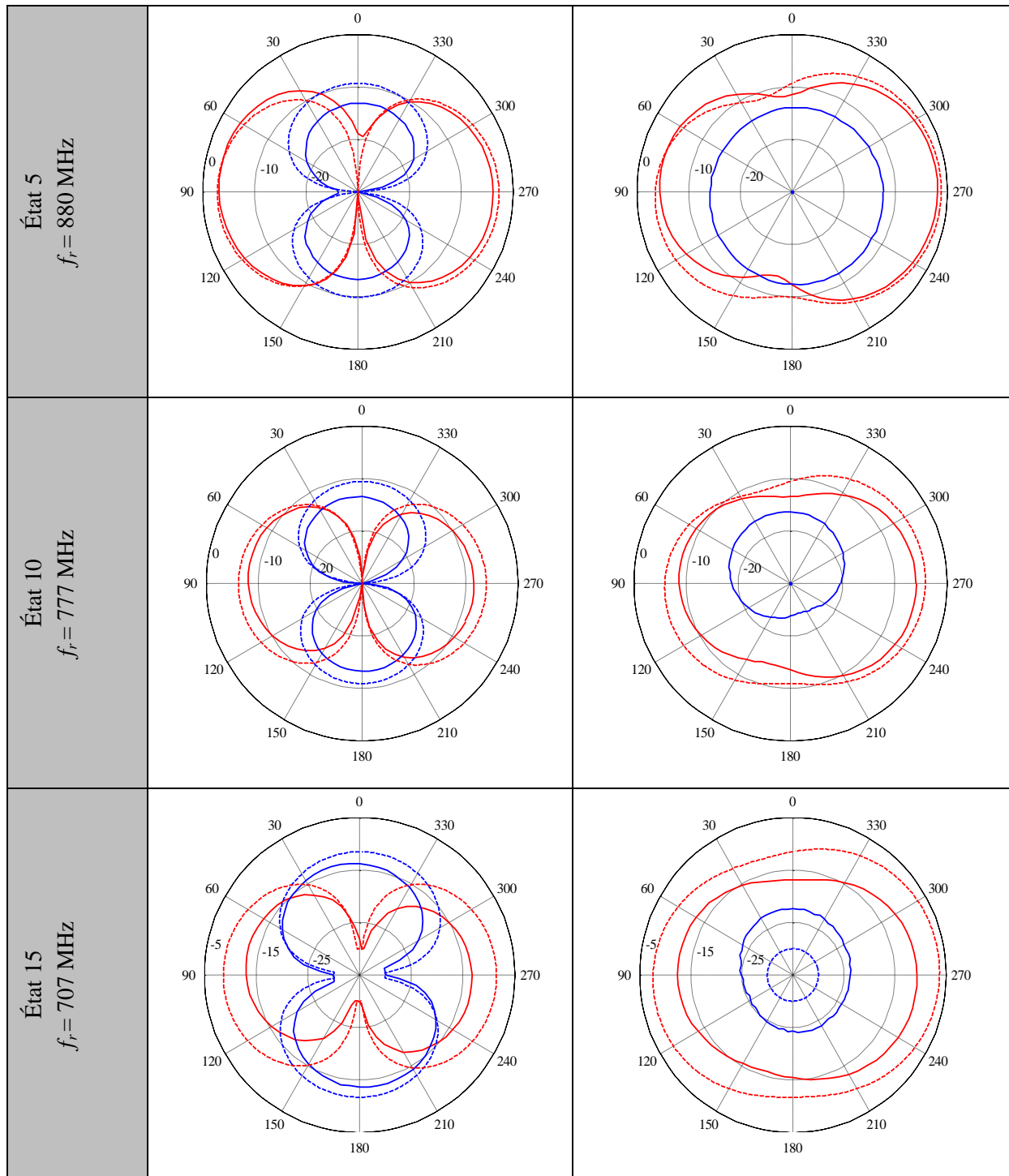


Figure V. 24: Facteur de qualité et efficacité totale dans : sphère de rayon a_1 (a) et sphère de rayon a_2 (b).

3.2.3. Rayonnement

Les diagrammes de gain mesurés pour différents états de la capacité à savoir: état 0, état 5, état 10, état 15, état 20 et état 31 sont présentés dans la Figure V. 25. Ils sont tracés à leurs fréquences de résonance respectives: 1.03 GHz, 880 MHz, 777 MHz, 707 MHz, 645 MHz et 560 MHz. Comme nous pouvons le constater, le gain diminue avec la miniaturisation de l'antenne. En effet, le gain maximal réalisé est d'environ -0.9 dBi pour l'état 0, -5.9 dBi pour l'état 15 et -11 dBi pour l'état 31. Cette remarque est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leur performance chuter à mesure que leur taille électrique diminue. La différence de gain obtenue entre les simulations et les mesures est plus significative vers les basses fréquences, lorsque l'antenne est plus miniature.





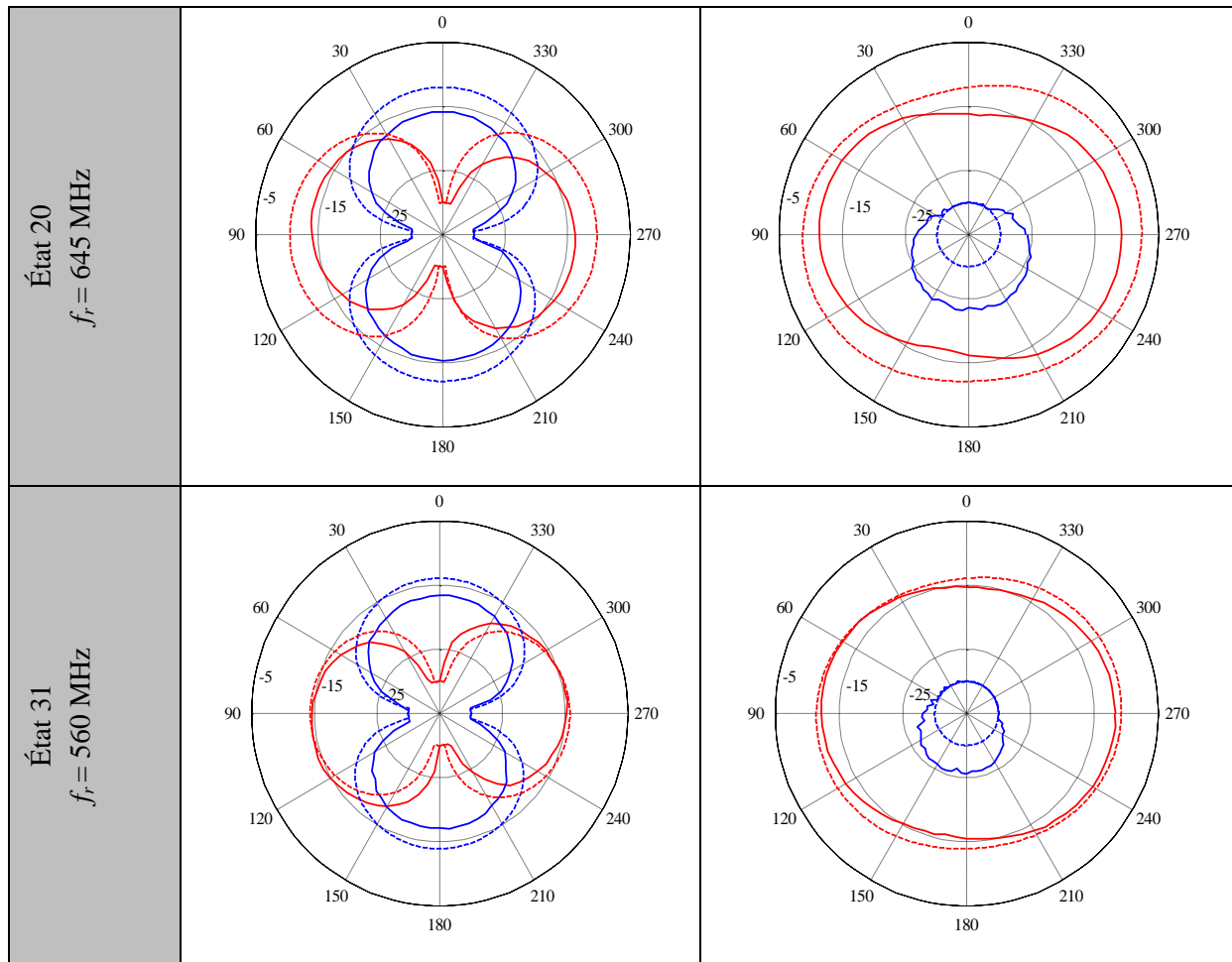


Figure V. 25 : Diagrammes de gain réalisé pour différents états de la capacité dans les plans: yOz et xOz, Co-polarisation et Cross-polarisation en simulation et mesure.

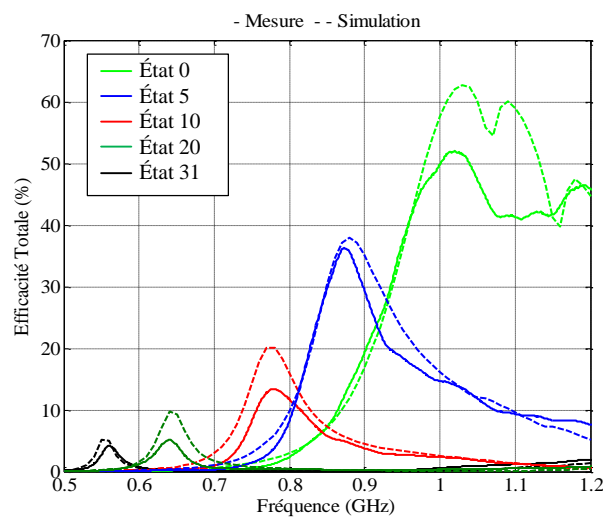


Figure V. 26 : Comparaison entre simulations (pointillés) et mesures (traits continus) des efficacités totales de l'antenne pour différents état de la TCPE.

L'efficacité totale de l'antenne varie entre 52% et 4%. La résistance série propre à la TCPE est de 3.8 Ω pour la capacité la plus faible (qui correspond à la fréquence la plus élevée) et de 1.5 Ω à la capacité la plus élevée soit par conséquent la fréquence la plus basse.

3.2.4. Comparaison des performances entre TCPE et RENTON

Une comparaison des performances des deux antennes (avec RENTON et TCPE) est réalisée dans ce paragraphe. Le Tableau V. 3 présente un récapitulatif des performances pour les deux structures, en simulation et mesure. Dans la bande de 900 MHz: RENTON possède une bande passante de 144 MHz (la fréquence de résonance est 900 MHz) et un gain de l'ordre de -2.1 dBi alors que TCPE possède une bande passante de 69 MHz (la fréquence de résonance est 880 MHz) et un gain de -1.8 dBi.

Tableau V. 3: Comparaison des performances de deux antennes en simulation et mesure.

		Plage fréquentielle (MHz)	Bande passante instantanée (MHz)	Gain réalisé (dBi)	Efficacité totale (%)
RENTON	Mesure	900	144	-2.1	34
		515	11	-13.3	3
	Simulation	900	80	-2	35
		512	12	-14.4	4
TCPE	Mesure	1030	176	-0.9	52
		560	16	-11	4
	Simulation	1030	221	1.2	63
		559	16	-10.7	5

3.2.5. Champ proche

Dans cette partie, nous cherchons à évaluer le niveau de tension aux bornes de la capacité sur l'antenne fente agile. Cette tension joue en effet un rôle important sur la linéarité en puissance et sur la détermination du nombre de transistors lors de dimensionnement du DTC. Afin d'évaluer cette tension, nous avons réalisé des mesures indirectes qui consistent à mesurer la distribution et l'intensité des champs électriques proche générés par l'antenne à plusieurs fréquences. Dans cette section, nous introduirons le banc de mesure utilisé puis nous commenterons les résultats obtenus.

3.2.5.1. Banc de mesure du champ proche

Le banc de mesure mis en place est illustré dans la Figure V. 27. Les mesures sont effectuées avec une sonde de champs E connectée via une fibre optique [3]. Un analyseur de réseau vectoriel (VNA: Vector Network Analyzer) est connecté à l'entrée RF de l'antenne et à l'entrée du système de conversion RF/optique. Il permet de mesurer la puissance reçue au niveau de la sonde. Nous avons mis en place un système de déplacement linéaire sur les axes y et z. Ce système a été mis au point afin d'avoir un positionnement et un échantillonnage spatiale précis de la fente. Les mesures ont été réalisées avec une puissance à l'entrée de l'antenne égale à -10 dBm. La distance entre la sonde et la fente est de 2 millimètres. Le champ électrique a été mesuré le long du circuit imprimé avec un maillage spatial de 1 millimètre autour de la fente.

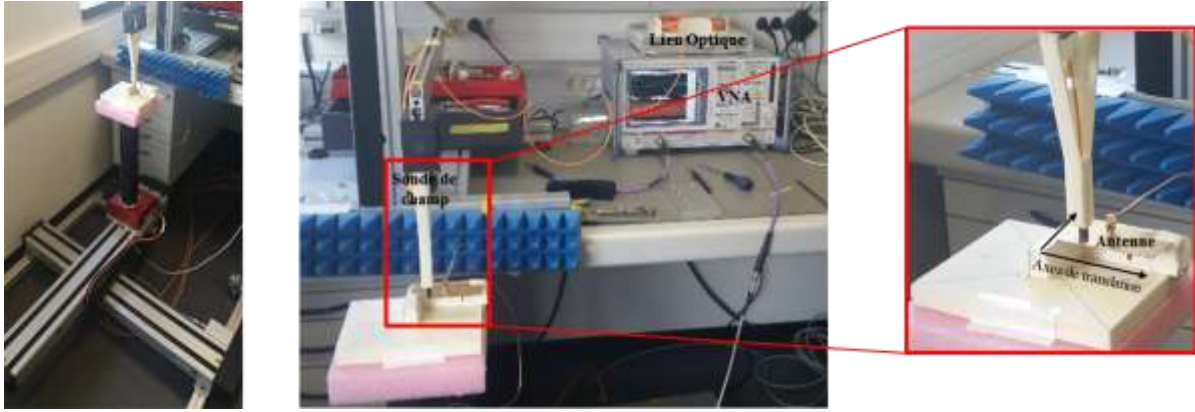


Figure V. 27 : Illustration du banc de mesure du champ proche.

3.2.5.2. Résultats

Les paramètres mesurés sont: le coefficient de réflexion de l'antenne et le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie. Les composantes du champ mesuré 2 mm au-dessus de la fente sont obtenues en compensant les différents éléments du banc via l'équation (V.2).

$$E = S21 \times AF \times S21_{cable} \quad (V.2)$$

Avec:

- $S21$: le coefficient de transmission mesuré,
- AF : le facteur d'antenne (en anglais Antenna Factor) de la sonde optique, reliant le champ E incident et la tension RF délivrée à l'accès guidée de la sonde
- $S21_{cable}$: le coefficient de transmission des câbles (pertes dans les câbles de mesure).

Comme expliqué dans le chapitre IV et d'après le principe de Babinet, une fente est le complémentaire d'un dipôle et ses champs E et H sont inversés par rapport à ce dernier. De ce fait, dans la fente, le champ E est principalement orienté selon l'axe (oz). La composante E_x est 10 fois plus faible que la composante E_z et 3 fois plus faible qu' E_y . C'est pour cette raison que les composantes du champ E_y et E_z sont mesurées sur cette coupe de l'espace. Le champ E_{tot} simulé et mesuré sera alors calculé selon l'équation (V.3).

$$E_{tot} = \sqrt{E_z^2 + E_y^2} \quad (V.3)$$

La Figure V. 28 présente la cartographie de champ E_{tot} mesuré sur l'antenne à l'état 31, c'est-à-dire une fréquence de résonance de 560 MHz. Le champ est maximal dans la fente notamment vers l'extrémité ouverte où la capacité est positionnée. Il est de 19.7 dBV/m, ce qui confirme le choix de l'emplacement de la capacité. On note également un champ important aux bords du plan de masse, de l'ordre de 10 dBV/m. Ces résultats confortent l'intérêt de placer le connecteur SMA au centre du circuit imprimé.

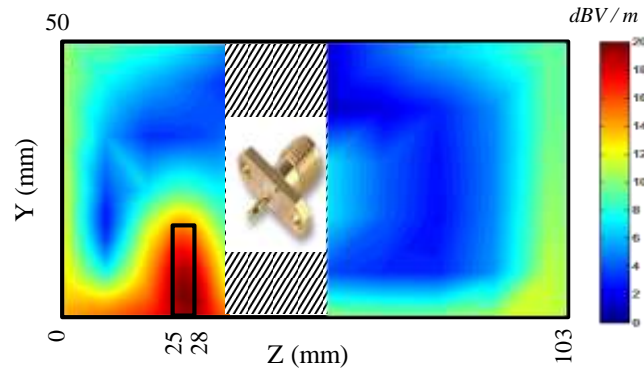


Figure V. 28 : Cartographie du champ E_{tot} mesuré à 560 MHz.

En comparant les cartographies de champ E_{tot} obtenues dans les mêmes conditions en simulation (Figure V. 29) et en mesure, on constate que l'on retrouve les mêmes tendances de distribution du champ. Néanmoins nous notons des différences dues à deux phénomènes:

- La résolution spatiale du capteur est plus faible (intégration du champ sur une surface plus importante),
- L'échantillonnage spatial est inhomogène dans la mesure (10 mm loin de la fente, 1 mm dans la fente),

Par conséquent le champ mesuré en un point n'est plus que le champ mesuré en ce point avec des contributions des champs mesurés en des points voisins.

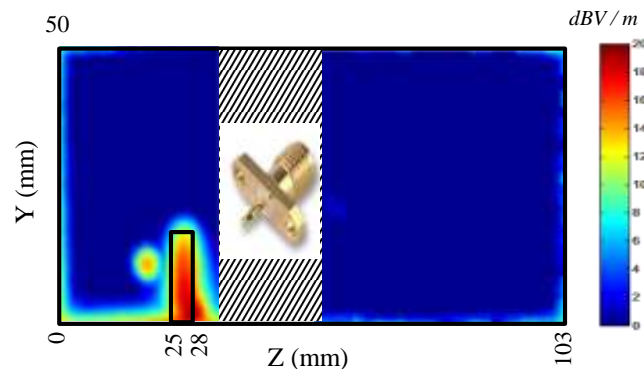


Figure V. 29 : Cartographie du champ E_{tot} simulé à 560 MHz.

Pour visualiser les niveaux du champ dans la fente, la Figure V. 30 présente le champ E_{tot} mesuré et simulé le long de la fente pour deux positions Z_1 et Z_2 . Sachant que la fente est à 25 mm du bord du circuit imprimé, Z_1 (26 mm) et Z_2 (27 mm) sont deux points dans la fente. Nous ne mettons pas l'accent sur les différences entre la simulation et la mesure, mais sur la répartition du champ sur l'antenne. $Y=0$ correspond à l'extrémité ouverte de la fente, à quelques millimètres du CO, un pic de champ est observé. Cela correspond à l'emplacement de la capacité. On remarque que E_{tot} diminue de manière significative à partir de l'extrémité ouverte à l'extrémité court-circuitée d'environ 95%. Au bord du circuit imprimé ($Y=50$ mm), le champ ré-augmente (niveau inférieur à celui de l'encoche), ce qui démontre que les bords du circuit imprimé contribuent également au rayonnement de l'antenne.

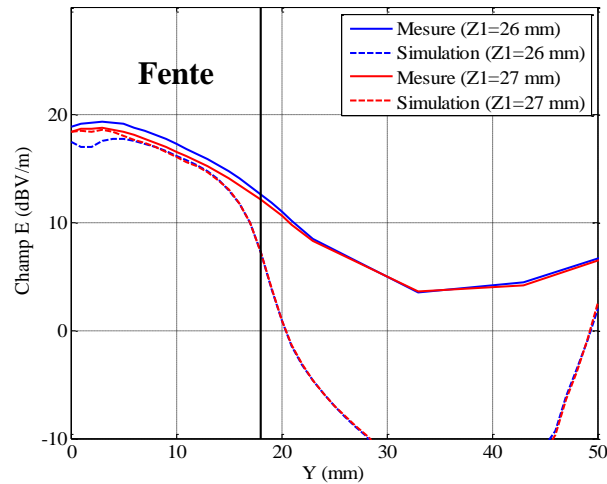


Figure V. 30 : Le champ E_{tot} mesuré et simulé à deux positions dans la fente à 560 MHz.

Pour démontrer que le champ est plus élevé à la fréquence de résonance et beaucoup plus faible aux fréquences voisines, E_{tot} est mesuré à 500 MHz, 560 MHz (la fréquence de résonance), et 600 MHz. Le champ est de moins de 6 dBV/m par rapport au niveau mesuré à la résonance à 500 MHz et de moins de 4 dBV/m à 600 MHz.

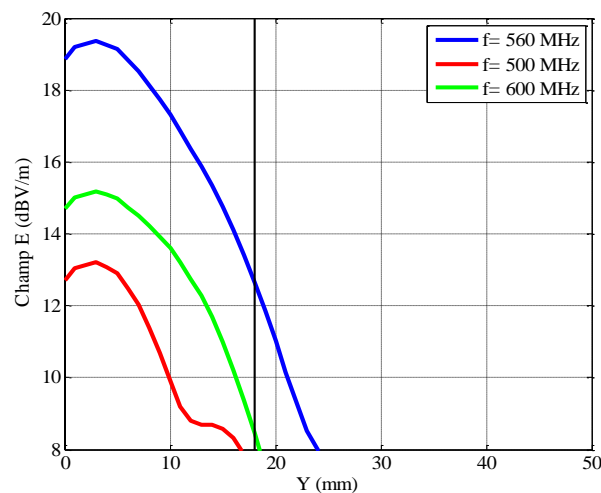


Figure V. 31 : Le champ E_{tot} mesuré le long de la fente à 500 MHz, 560 MHz et 600 MHz.

L'analyse de la distribution du champ sur l'antenne et notamment sur la fente permet de bien comprendre son fonctionnement et d'évaluer le niveau de tension aux bornes de la capacité. La tension est obtenue par l'intégration de la composante tangentielle à l'axe (oz) du champ E_{tot} le long de la largeur de la fente. Le Tableau V. 4 résume les niveaux de tensions obtenues en simulation et en mesure pour une puissance d'entrée de -10 dBm et à 2 mm au-dessus de la fente.

Tableau V. 4 : Tension aux bornes de la capacité mesurée et simulée.

	Simulation	Mesure
Tension (V)	0.19	0.22

La tension mesurée est de 0.22 V contre une tension simulée de 0.19 V. L'écart de 0.03 V entre les simulations et les mesures est expliqué par la différence de niveau de champ observé dans la fente. Cette différence est due aux deux phénomènes: la résolution spatiale et la sensibilité de la fente. À partir de ces valeurs, on peut avoir une idée du niveau de la tension aux bornes de la capacité directement sur l'antenne. Sachant que cette tension est calculée aux bornes de la capacité à 2 mm au-dessus de la fente, la tension calculée directement sur l'antenne est de 0.52 V pour une puissance d'entrée de -10 dBm. Pour la valeur de la puissance maximale autorisée par la 4G, 23 dBm, la tension aux bornes de la capacité est de 23.2 V. Cette valeur détermine le nombre de transistor nécessaire dans la conception du DTC.

4. Etude système de l'antenne fente chargée

Complémentairement à la présentation des métriques classiques d'antenne passives (gain, efficacités, impédances...), nous nous sommes intéressés à la caractérisation expérimentale des paramètres qui sont habituellement utilisés pour les composants RF actifs à savoir la linéarité en puissance et le temps de commutation. Ces deux paramètres sont en effet des contraintes fortes du standard LTE susceptibles d'impacter le comportement d'une antenne «active».

4.1. Etude de la linéarité

L'intégration de la capacité variable sur l'antenne introduit des non linéarités. Ces non linéarités créent une déformation du signal dont l'effet sur l'ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio) sera décrit plus loin. L'ACLR permet de mesurer la quantité de signal qui a été générée dans les bandes adjacentes par rapport à la bande passante allouée, à cause des non linéarités du DTC dans notre cas. Comme l'illustre la Figure V. 32, l'ACLR est défini comme étant la différence, en dBc, entre le niveau de puissance dans la bande utile B et le niveau de puissance dans la bande adjacente B_1 . Ces deux bandes de fréquence sont séparées de Δf (défini par le standard). Il peut exister une dissymétrie entre le lobe droite et le lobe gauche, ce qui peut conduire à la définition d'un ACLR droite (bande B_2) et gauche (bande B_1) différents.

L'ACLR est un paramètre important qui permet de renseigner sur le taux de « pollution » spectrale dans les bandes adjacentes, provoqué par les non-linéarités. Comme l'antenne est conçue pour adresser les bandes bases du LTE, elle devra respecter les spécifications du standard 3GPP.

Pour le LTE, dans les canaux adjacents de 1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz et 20 MHz, l'ACLR ne doit pas être supérieur à -30dBc [4]. Ces limites sont imposées par la norme 3GPP pour l'ensemble du système d'émission. Il existe aujourd'hui des contraintes intermédiaires à tenir en sortie d'amplificateur; cependant jusqu'à présent, il n'y a pas de contraintes spécifiques pour l'antenne.

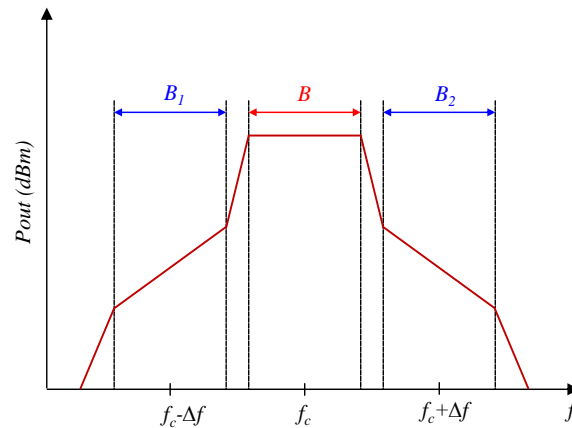


Figure V. 32 : Méthode de calcul d'ACLR.

4.1.1. Banc de mesure d'ACLR

Le banc de mesure mis en place est illustré dans la Figure V. 33. Un générateur de signal a été utilisé pour générer un signal LTE modulé défini sur une certaine bande de fréquence. Le signal généré est envoyé sur l'accès guidé de l'antenne fente qui le transmet dans la chambre anéchoïde. Un analyseur de signaux connecté à l'antenne de réception (antenne cornet large bande), permet de recevoir ce signal et de calculer l'ACLR avec les paramètres configurés (fréquence centrale, modulation et bande de mesure) (Figure V. 34). L'ACLR est calculé pour différents niveaux de puissance à l'entrée de l'antenne (la perte dans la ligne micro ruban n'est pas compensée). Les tests ont lieu dans un environnement contrôlé : la chambre anéchoïde du CEA Leti.

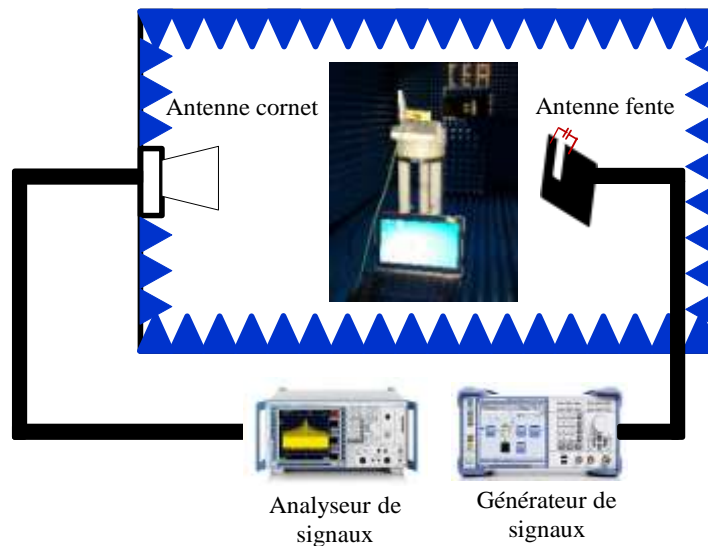


Figure V. 33 : Illustration du banc de mesure d'ACLR.

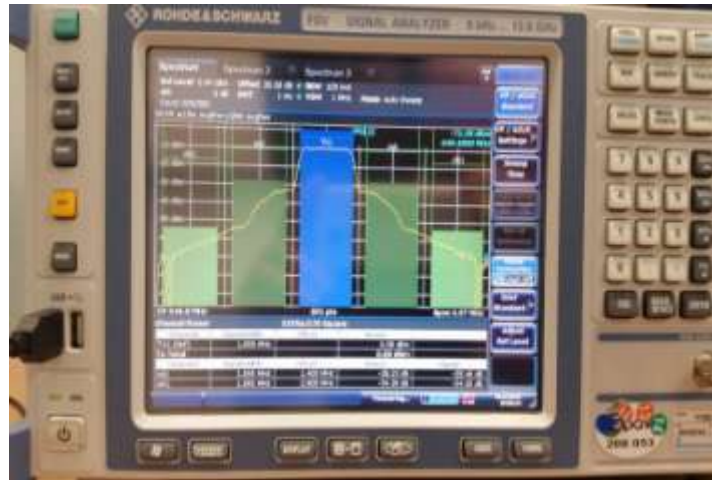


Figure V. 34 : Écran de l'analyseur de signaux.

4.1.2. Résultats de mesure d'ACLR

Les mesures d'ACLR sont faites sur les deux prototypes à savoir : antenne avec RENTON et antenne avec TCPE.

➤ Prototype avec RENTON

La mesure Figure V. 35 représente l'ACLR droite et gauche mesuré en fonction de la puissance d'entrée de l'antenne (P_{in}) dans les canaux adjacents à 1.4 MHz avec un signal LTE modulé 16 QAM de bande passante 1.4 MHz. Les ACLR sont mesurés pour différents états de RENTON: état 0, 10, 15 et 31 à leurs fréquences de résonance. Les lignes discontinues correspondent au plancher du bruit du récepteur.

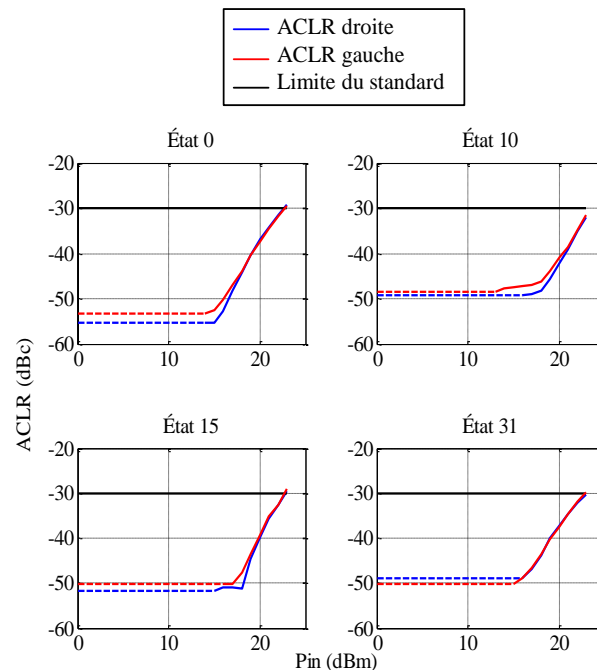


Figure V. 35 : ACLR dans les canaux adjacents à 1.4 MHz en fonction de P_{in} de l'antenne avec RENTON.

Le standard LTE spécifie que la valeur de l'ACLR ne doit pas être supérieure à -30 dBc. Cette spécification est respectée jusqu'à une puissance d'entrée de l'antenne de l'ordre de 22 dBm pour toutes la bande basse du LTE pour des canaux adjacents à 1.4 MHz. Nous avons effectué les mêmes mesures pour des canaux adjacents à 10 MHz lorsqu'un signal LTE modulé 16 QAM de bande passante 10 MHz est appliqué à l'entrée de l'antenne. La Figure V. 36 montre les résultats obtenus.

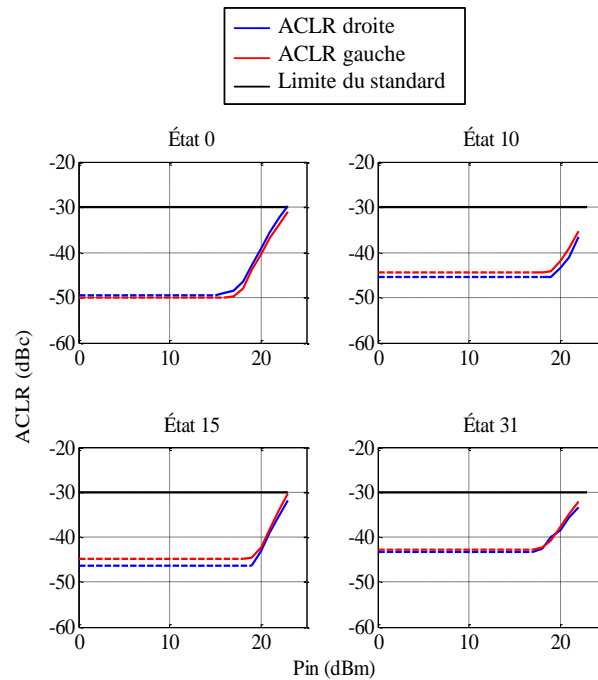


Figure V. 36 : ACLR dans les canaux adjacents à 10 MHz en fonction de P_{in} du prototype avec RENTON.

La même conclusion est obtenue: la spécification du standard est respectée jusqu'à une puissance de 22 dBm. En effet, la tension maximale admissible sur une branche V est calculée avec l'équation (V. 4).

$$V = V_{off} \cdot \left(1 + \frac{C_{off}}{C}\right) \quad (V.4)$$

Avec V_{off} la tension aux bornes de l'empilement de 7 transistors (RENTON est composé de 7 transistors en série): $V_{off \max} = 2.5 \cdot 7 = 17.5$ V,

C_{off} est la capacité équivalente des 7 transistors en série à l'état OFF, $C_{off} = 52$ fF,

C est la capacité dans une branche en série avec C_{off} , $C = 170$ fF.

Ainsi, la tension maximale admissible sur une branche complète est de 22.8 V. En contrepartie, pour une puissance de 23 dBm la tension aux bornes de la capacité est de 23.2V qui est supérieure à la tension maximale supporté par cette dernière. Ceci explique l'apparition du comportement non linéaire à partir d'une puissance de 23 dBm.

➤ Prototype avec TCPE

Les mêmes mesures ont été faites sur le prototype de l'antenne avec la TCPE. Les ACLR sont mesurés aux fréquences 1.03 GHz, 777 MHz, 707 MHz et 560 MHz qui correspondent respectivement aux états : 0, 10, 15 et 31 dans des canaux adjacents à 10 MHz

(Figure V. 37). La bande passante du signal LTE en émission est de 10 MHz. Les résultats montrent le même niveau de linéarité du prototype avec TCPE que celui avec RENTON : l'antenne respecte le standard jusqu'à une puissance de 22 dBm.

En conclusion, les deux prototypes avec les deux capacités variables respectent les spécifications du standard 3 GPP jusqu'à une puissance de 22 dBm.

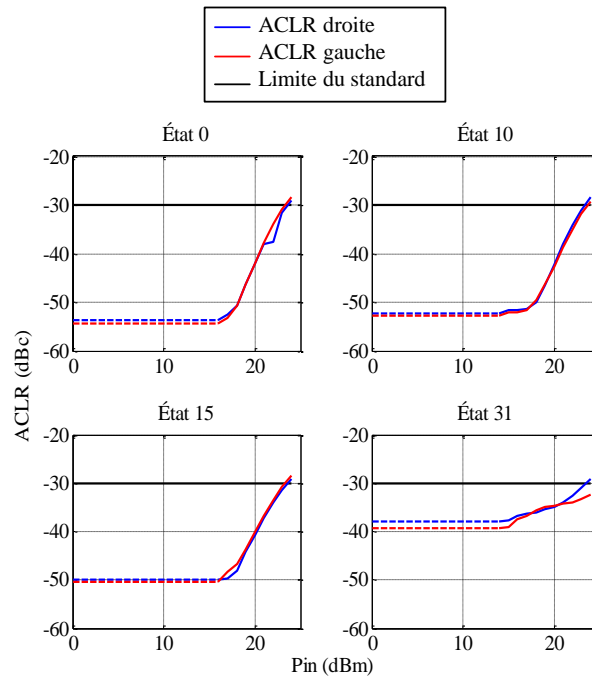


Figure V. 37: ACLR dans les canaux adjacents à 10 MHz en fonction de P_{in} pour l'antenne avec TCPE.

4.2. Etude du temps de commutation

La mobilité est un critère important des systèmes de communication mobiles cellulaires. En effet, au cours d'un appel, un usager peut être amené à se déplacer hors de la cellule sur laquelle l'appel a été établi. Cette mobilité ne doit pas conduire à la coupure de l'appel. Le handover est le mécanisme qui assure la mobilité. On distingue deux types: intra-fréquence si les cellules sont portées par la même fréquence radio et inter-fréquence dans le cas contraire. Pour assurer la continuité de service, la norme 3GPP a spécifié un délai de 20 ms à 130 ms [5] qui correspond au temps permettant à l'utilisateur (UE: User Equipment) de basculer vers la meilleure cellule qui peut l'accueillir. Il s'agit du temps maximal de commutation d'une cellule à une autre. Avec la stratégie d'antennes accordables, une transition encore plus rapide entre les différentes bandes est exigée. Ce temps de commutation (t_{sw}), qui s'inscrit dans le cadre du handover inter-fréquence, devrait être largement inférieur au délai spécifié dans le standard.

4.2.1. Banc de mesure du temps de commutation

Pour mesurer le délai nécessaire pour effectuer la transition complète d'un état initial « a » vers un état cible « b », un banc de mesure illustré dans la Figure V. 38 est mis en place. Les tests ont eu lieu dans un environnement non contrôlé, au laboratoire RF. Les mesures sont

effectuées avec un oscilloscope rapide. Un signal continu réglé à la fréquence centrale de l'état cible «*b*» est transmis d'un générateur de signal via une antenne émettrice large bande à l'antenne fente. Cette dernière est reliée à un oscilloscope.

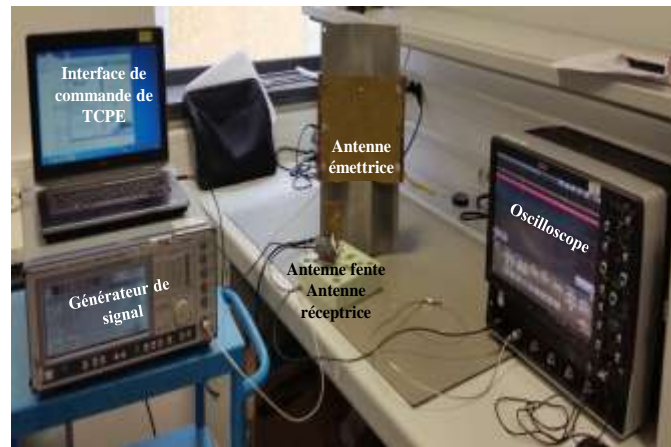


Figure V. 38: Illustration du banc de mesure du temps de commutation.

Une capture de l'écran de l'oscilloscope est présentée dans la Figure V. 39. La mesure consiste à fixer la fréquence centrale de l'émetteur qui correspond à la fréquence de résonance de l'antenne à l'état cible. À la réception au niveau de l'oscilloscope, il s'agit de visualiser le retard entre les deux signaux suivants: le signal reçu de l'antenne fente (signal de couleur rose) et le signal de commande SEN (référence de temps, le signal de couleur jaune). Comme nous l'avons déjà évoqué dans la première partie, le changement d'état est activé avec le front descendant de la commande SEN. En effet, la capacité déclenche le changement d'état de «*a*» vers «*b*» sur le front descendant de ce signal, cet instant t_0 correspond au temps de départ pour mesurer le temps de commutation. t_{sw} est la durée entre t_0 et le moment où 90% du maximum du signal reçu est atteint.

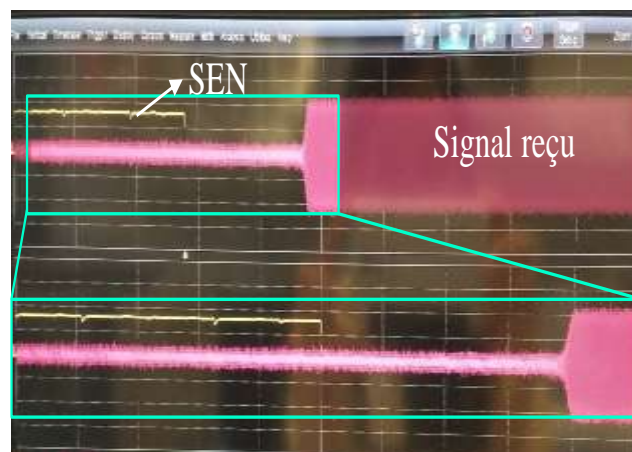


Figure V. 39 : Écran de l'oscilloscope.

4.2.2. Résultats de mesure du temps de commutation

Le DTC est composé de 5 branches. Sur chaque branche, la capacité est activée ou désactivée par un interrupteur (états ON/OFF). L'état 31 correspond à une configuration où tous les interrupteurs sont fermés. Dans cette partie, nous avons fixé l'état 31 comme état cible. La Figure. V. 40 présente le signal reçu de l'état 1 (seul le premier interrupteur est fermé, l'état binaire est 00001, 1 correspond à un interrupteur fermé et 0 correspond à un interrupteur ouvert). Pour l'état 7, les trois premiers interrupteurs sont fermés, 00111. Pour l'état 15, les quatre premiers interrupteurs sont fermés: 11110 et pour l'état 31, la configuration est C_{max} : 11111). Le générateur de signal produit un signal à 560 MHz (la réponse de l'antenne lorsque la valeur de TCPE est C_{max}).

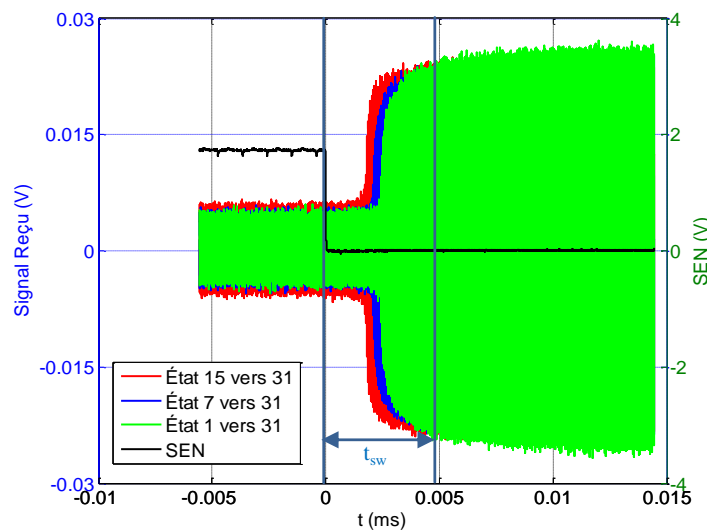


Figure V. 40 : Signal reçu mesuré en fonction du temps pour l'état 31.

Le Tableau V. 5 résume les résultats obtenus. Les résultats démontrent que t_{sw} dépend du nombre de commutateurs qui changeront d'états et de leurs positions. Le temps de commutation maximal mesuré correspond à passer de l'état 31 vers l'état 0, c'est-à-dire ouvrir tous les interrupteurs, ce temps est de 5.2 μ s. Généralement, le temps de commutation est lié à l'architecture de la capacité variable. t_{sw} mesuré est largement inférieur au délai spécifié dans le standard.

Tableau V. 5 : Temps de commutation mesuré.

État cible	État initial	t_{sw} (μ s)
0 (00000)	7 (00111)	2.1
	15 (01111)	3
	31 (11111)	5.2
15 (01111)	1 (00001)	2.7
	3 (00011)	2.4
	7 (00111)	1.9
31 (11111)	1 (00001)	4.9
	3 (00011)	4.8

	7 (00111)	3.8
	15 (01111)	2.6

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la faisabilité de réalisation d'une antenne fente miniature et reconfigurable adressant les bandes basses du LTE. Compte tenu de la complexité de conception liée à l'intégration du composant accordable et son système de commande, un prototype a été mis au point avec deux exemples de capacités variables, une première développée au sein du CEA-LETI (RENTON) et une seconde commercialisée (TCPE). La simulation a été validée de manière expérimentale et une étude système de l'antenne a été réalisée.

Dans un premier temps, nous avons exposé les caractéristiques des capacités variables en termes d'excursion capacitive, du facteur de qualité et de la résistance série, RENTON et TCPE. RENTON varie entre 1.3 pF et 5.3 pF avec une résistance série entre 5 Ω et 2 Ω respectivement et TCPE varie entre 0.9 pF et 4.6 pF associé avec une résistance série de valeur 3.8 Ω à la capacité la plus faible et 1.5 Ω à la capacité la plus forte. Nous avons ensuite présenté les performances de l'antenne non chargée: le gain maximal mesuré est de -0.3 dBi. La partie suivante a été l'occasion de présenter nos réalisations finales, les prototypes et les résultats de mesures. Des performances intéressantes ont été obtenues: une large bande passante totale de 486 MHz avec RENTON et 594 MHz avec TCPE. Un gain réalisé est obtenu de l'ordre de -2.1 dBi à 900 MHz de l'antenne avec RENTON et -1.8 dBi à 880 MHz avec la TCPE et qui diminue avec la miniaturisation. Cela est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures. Un encombrement volumique très réduit est atteint. L'antenne et son plan de masse sont de taille $\lambda_0/10.8 \times \lambda_0/5.3 \times \lambda_0/624$ à 515 MHz. La distribution du champ proche électrique de l'antenne a été étudiée puis mesurée afin d'évaluer le niveau de la tension aux bornes de la capacité qui vaut 23.2 V pour une puissance d'entrée de 23 dBm. Cette valeur détermine le nombre de transistor nécessaire pour la conception du DTC.

La dernière partie a été consacrée à la caractérisation expérimentale de propriétés orientées système de l'antenne et à vérifier la conformité aux spécifications du standard 3GPP. Des mesures non classiques de linéarité de la capacité accordable implémentée sur l'antenne sont exploitées via un banc de mesure de rayonnement dédié. Une linéarité élevée est validée avec un ACLR mesuré inférieur à -30 dBc jusqu'à une puissance à l'entrée de l'antenne de 22 dBm dans toute la bande basse du LTE. Une mesure de temps de commutation d'un canal à un autre a été effectuée afin de vérifier la capacité de l'antenne à établir la mobilité demandée par le standard. Les résultats démontrent un temps de commutation de 5.2 μ s qui est suffisamment inférieur à la durée totale du handover spécifiée par la 3GPP. Cette durée est de même ordre de grandeur que les oscillateurs reconfigurables utilisés dans les RFFE d'aujourd'hui.

Références du chapitre V

[1]: Rapport de stage « Design and integration on 130nm SOI CMOS technology of tunable matching networks for reconfigurable radiofrequency power amplifiers and antenna adapters», Gauthier Tant, 2011.

[2]: <http://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe64906ds.pdf>

[3]: <http://www.enprobe.de/datasheets/EFS-105.pdf>

[4]: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/10.03.00_60/ts_136101v100300p.pdf

[5]: « LTE et les réseaux 4G », Yannick bouguen, Eric Hardouin, François-Xavier Wolff, chapitre 19 : La mobilité en mode connecté, page 428.

Conclusion Générale

L'évolution des différentes générations de systèmes de télécommunications cellulaires a conduit à une complexification des architectures radio. En effet, l'introduction de la 4G a mis en évidence de nouveaux défis à relever, comme la multiplication du nombre de bandes à couvrir notamment vers les basses fréquences (LB). Ainsi, le besoin d'un frontal RF (RFFE) reconfigurable permettant d'adapter son comportement aux spécifications des standards visés devient une nécessité pour le développement et la réalisation des systèmes de nouvelle génération. Pour se faire, les concepteurs se sont dirigés vers des architectures multistandards via la multiplication des chaînes RF. Chaque chaîne est dédiée à une bande ou un groupe de bandes de fréquence, ce qui n'est pas optimal ni du point de vue du coût, ni de l'encombrement.

L'antenne est également un élément dimensionnant du système RF. En basses fréquences, elle est le composant le plus volumineux qui nécessite un effort de miniaturisation synonyme de bande passante et/ou d'efficacité de rayonnement réduite. La conception d'antennes reconfigurables en fréquence permet de contourner le compromis miniaturisation/bande en pilotant la fréquence centrale sur l'ensemble de la bande (LB) d'une bande de largeur instantanée plus étroite. De plus, elle permet de présenter une impédance réglable suivant le besoin afin d'optimiser le transfert d'énergie avec les autres blocs du RFFE.

Dans cette thèse, l'approche de conception conjointe est étudiée. Elle consiste à exploiter la reconfigurabilité des composants du RFFE et de répartir les contraintes entre ces différents blocs. Elle vise à réduire l'encombrement et optimiser les performances et la consommation DC des RFFE. Deux axes de recherche ont été abordés: la conception conjointe entre une antenne et un amplificateur de puissance (PA) et la conception conjointe entre une antenne et un composant agile.

Le chapitre II détaille l'étude du PA utilisé pour la co-conception. Le PA fonctionne à 900 MHz pour des applications LTE. Une description détaillée de la méthode « load pull » a permis de déterminer les impédances de charge du PA permettant de maximiser le transfert d'énergie entre ce dernier et la charge. Une étude approfondie de la réponse du PA suite à la variation de l'impédance de l'antenne autour de sa fréquence d'opération a déterminé les valeurs d'impédance complexe à la fréquence centrale et aux harmoniques de l'antenne co-conçue. Ainsi, l'antenne doit présenter une faible impédance différente de 50Ω à la fréquence d'opération du PA et un court-circuit à la deuxième harmonique. Finalement pour la troisième harmonique, l'antenne peut présenter une valeur quelconque tant qu'elle a les impédances appropriées à f_0 et $2f_0$. Une sous-étude a montré qu'en terme de linéarité, il est préférable de positionner la fréquence de résonance de l'antenne après la fréquence d'opération du PA et ceci sans impacter le PAE.

Après avoir spécifié le cahier des charges de l'antenne, nous nous sommes intéressés à la co-conception d'une configuration simple bande d'une antenne avec le PA. Il s'agit de ne faire fonctionner l'antenne que sur la bande UL supportée par un seul opérateur pour le standard LTE, à savoir une bande passante maximale de 10 MHz. Nous avons conçu deux structures antennaires adéquates avec le PA dans le chapitre III. Ces deux antennes adressent la bande basse du LTE à 900 MHz où la miniaturisation est indispensable. La première structure est une antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique. Le contrôle des impédances à la fréquence fondamentale et les fréquences harmoniques est réalisé en deux étapes : la fréquence fondamentale est contrôlée via la position et la forme de l'excitation et la deuxième harmonique est réglée via l'introduction de deux fentes ouvertes type « spurline ». Sa résonance est au-dessus de la fréquence d'opération du PA et possède 87% de rendement contre 91% pour une antenne adaptée sur 50Ω (appelée classique) et 7.1 dBi de gain contre 7.4 dBi. Bien que l'antenne est adaptée sur des faibles impédances, elle préserve une bonne efficacité de rayonnement. Pour ce type d'antenne, l'aspect filtrage aux harmoniques d'ordre supérieures n'est pas pris en compte. Pour le LTE, l'aspect filtrage est extrêmement important. Ainsi, une deuxième structure d'antenne de type fil-plaque monopolaire a été conçue pour prendre en compte le rayonnement aux harmoniques. Les contraintes d'adaptation et de filtrage ont été réparties entre le PA et l'antenne. Le contrôle de f_0 et le filtrage du rayonnement à la deuxième harmonique sont réservés à l'antenne et le réglage aux harmoniques d'ordre supérieures est effectué par le PA. Le filtrage est réalisé avec l'intégration d'une fente sur la structure antennaire. L'antenne fil-plaque monopolaire filtrante est de dimensions $\lambda_0/7.4 \times \lambda_0/7.4 \times \lambda_0/33$ à 900 MHz, elle possède une efficacité de 85%, un gain de 2.7 dBi à f_0 et permet un filtrage de -20 dB à $2f_0$.

L'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique a été utilisée pour évaluer l'apport de la co-conception antenne et PA. Une comparaison entre l'approche classique (PA + circuit d'adaptation (MN) + antenne 50Ω) et la nouvelle approche (PA + antenne) montre l'intérêt de la nouvelle approche. Les résultats marquants de cette approche concernent les pertes d'insertion du circuit d'adaptation et la linéarité. De point de vue les pertes du MN, le gain obtenu dépend de la nature du circuit utilisé. De point de vue linéarité, la limite de fonctionnement linéaire du PA avec l'antenne micro-ruban avec contrôle d'harmonique correspond à un PAE de 39.2% et une puissance de sortie de 29.2 dBm alors que la limite avec une antenne classique et un réseau d'adaptation correspond à un PAE de 29.1% et une puissance de sortie de 26.3 dBm. Un gain de 50% en puissance de sortie et 30% en PAE est obtenu avec la nouvelle approche. Ces résultats sont obtenus en se comparant à l'approche classique avec le MN quasi-idéal. Cette étude montre l'importance de contrôler les impédances de charge du PA et l'intérêt de le faire directement à l'aide de l'antenne. L'inconvénient possible au niveau système de télécommunication de cette antenne est qu'elle rayonne à la deuxième harmonique. Toutefois, il existe d'autres applications où le transfert de puissance est plus important que le rayonnement comme les brouilleurs.

Comme mentionné précédemment, l'antenne co-conçue est volontairement à bande passante étroite (10 MHz). Afin d'étudier la co-conception d'une configuration agile d'une antenne avec un PA pour adresser la totalité de la bande basse du LTE, le but du chapitre IV

est d'introduire l'agilité fréquentielle à l'antenne. Il s'agit de faire fonctionner l'antenne instantanément seulement là où cela est nécessaire à savoir sur la bande d'émission et/ou de réception voire sur la bande opérateur. L'étude a été menée avec des antennes adaptées sur 50Ω .

Deux structures antennaires ont été étudiées: une antenne fente mono bande et une antenne double fente, double bande adressant les bandes basses du LTE. Le composant agile utilisé est une capacité commutable commandée numériquement (DTC SOI). En pilotant le DTC, l'antenne fente mono bande adresse les fréquences de 576 MHz à 1.07 GHz avec une bande passante instantanée entre 3 MHz et 56 MHz. Le facteur de miniaturisation obtenu est 4.8 à 576 MHz. Nous obtenons une taille électrique très petite de l'antenne à la fréquence de résonance basse ($\lambda_0/29 \times \lambda_0/173$). L'efficacité rayonnée varie entre 83% et 47% pour un DTC parfait sans perte et elle diminue progressivement en introduisant les pertes. Elle varie entre 75% et 11% pour une résistance série de 0.9Ω . La deuxième antenne à double fente adresse simultanément deux canaux : un pour la voie montante et l'autre pour la voie descendante. Elle permet d'adresser toute les bandes basses à partir de la bande 12 jusqu'à la bande 8.

Grâce à la collaboration des laboratoires technologiques, des concepteurs de circuit et d'antennes, il a été également montré comment l'évolution des technologies SOI impactaient les performances au niveau circuit intégré puis au niveau des antennes reconfigurables (efficacité de rayonnement). Une comparaison d'une antenne large bande, passive, adressant la bande basse du LTE avec l'antenne fente reconfigurable a été réalisée pour montrer que l'antenne accordable est plus avantageuse. En effet, l'antenne active peut accorder sa fréquence de fonctionnement sur une bande qui n'était pas adressée par l'antenne large bande (de taille plus grande) et possède des performances de rayonnement meilleures vers les basses fréquences.

Afin de pouvoir évaluer l'intérêt de ces antennes, nous avons validé expérimentalement leurs performances dans le chapitre V. Deux antennes ont été réalisées: une avec une capacité de CEA (appelée RENTON) et l'autre avec une capacité commerciale (TCPE). RENTON varie entre 1.3 pF et 5.3 pF avec une résistance série équivalente (ESR) entre 5Ω et 2Ω respectivement et TCPE varie entre 0.9 pF et 4.6 pF avec une résistance ESR de valeur 3.8Ω à la capacité la plus faible et 1.5Ω à la capacité la plus forte. Des bonnes performances ont été obtenues pour les deux prototypes: une bande passante totale de 486 MHz avec RENTON et 594 MHz avec TCPE. Le gain obtenu est de l'ordre de -2.1 dBi à 900 MHz pour l'antenne avec RENTON et -1.8 dBi à 880 MHz avec la TCPE. Un encombrement volumique très réduit est obtenu, l'antenne avec le plan de masse est de taille $\lambda_0/10.8 \times \lambda_0/5.3 \times \lambda_0/624$. Une tension aux bornes de la capacité de 23.2 V pour une puissance d'entrée de 23 dBm a été mesurée. Cette valeur de tension permet de déterminer le nombre de transistors utilisables lors de la conception de la capacité.

Complémentairement à la présentation des métriques classiques d'antennes passives (gain, efficacités, impédances...), nous nous sommes intéressés à la caractérisation expérimentale des paramètres qui sont habituellement utilisés pour les composants RF actifs à savoir la linéarité (Adjacent Channel Leakage Ratio, ACLR) et le temps de commutation. Ces deux

paramètres sont des contraintes fortes de la 4G susceptibles d'impacter le comportement d'une antenne «active». Un banc de mesure de la linéarité a été implémenté afin d'évaluer la linéarité des antennes agiles. La spécification de linéarité exigée par le standard est maintenue jusqu'à une puissance de 22 dBm. Le temps de commutation de l'antenne d'un canal à un autre vérifie la capacité de l'antenne à établir la mobilité procurée par la 4G. Il s'agit d'un temps de 5.2 μ s qui est suffisamment inférieur à la durée totale du handover spécifiée par la 3GPP.

Perspectives

Ces travaux ouvrent de nombreuses perspectives au niveau des études qui pourraient faire suite à cette thèse.

L'antenne fente agile en fréquence que nous avons présentée permet d'adresser une bande instantanée minimale de 10 MHz en UL ou DL avec un facteur de miniaturisation de 4.8 à 560 MHz. La co-conception de cette antenne avec une nouvelle capacité commutable possédant un TR plus élevé permettrait d'obtenir un coefficient de miniaturisation très élevé et une antenne adressant une bande passante instantanée étroite. Cette nouvelle antenne répond aux spécifications des applications M2M et l'internet des objets (IoT). Elle est d'ores et déjà compatible avec le standard LTE orienté IoT nommé catégorie M (cat. M). Elle se distingue par son haut niveau d'intégration et sa capacité d'adresser une bande passante étroite. En effet, le LTE Cat. M1 réduit la bande passante d'un canal LTE à 1.4 MHz en mode FDD semi-duplex (moitié du temps pour UL et l'autre moitié en DL) et le LTE Cat. M2 abaisse encore ces valeurs à 200 kHz. De plus, la puissance maximale autorisée demeure élevée (de 20 à 23 dBm) avec les problématiques de linéarité associées. Alors, cette antenne respecte les spécifications de linéarité. Ainsi, une fente gravée sur un plan de masse et reconfigurable, pilotée par le système, est une bonne candidate pour ce type d'application.

Un axe de développement important concerne l'amélioration des performances des antennes miniatures agiles en fréquences. Il s'agit de travailler sur la réduction de pertes liées aux capacités commutables numériquement en réduisant leur figure de mérite (FOM). Durant les 3 dernières années de thèse, le FOM est passé de 207 *fs* à 120 *fs* grâce à l'évolution de la technologie. Les nouvelles générations du DTC prévoient un FOM inférieur à 100 *fs* soit une résistance parasite sous les 0.5 Ω à la capacité la plus forte (fréquence minimale de fonctionnement de l'antenne) pour une excursion capacité de 5: 1. Comme nous l'avons vu dans le chapitre IV, ceci permettra de multiplier l'efficacité de l'antenne fente par 3 dans ce cas le plus contraint.

Une autre perspective concerne le flot de simulation circuit/antenne. Il s'agit de travailler sur sa validation. Une fois mis en place et validé, il sera plus aisé d'optimiser l'ensemble antenne et amplificateur de puissance et de prédire les niveaux de non linéarité des composants. Les métriques de linéarité (ACLR, Error Vector Measurement, EVM) sont importantes en télécommunications.

Afin de couvrir l'ensemble des besoins des systèmes sans-fil, il serait intéressant de disposer d'une antenne adressant instantanément deux bandes en UL (Carrier aggregation, CA inter-bande LB-MB-HB) co-conçue avec un PA multi-mode multi-bande (MMPA) fonctionnant sur chacune des bandes (LB-MB-HB). Pour parvenir à cet objectif, un axe de recherche est envisageable, tel que l'utilisation d'une antenne multi-accès (1 accès par groupe de bandes) et leur MMPA associé.

Une perspective, à moyen terme, serait la réalisation d'un frontal complet, antenne agile en fréquence avec un PA multi-mode mutli-bande. Dans ce travail nous avons déjà évoqué la conception conjointe d'une configuration simple bande d'une antenne avec un PA. L'idée serait de concevoir l'antenne filtrante présentant les impédances de charge du PA agile en fréquence avec un amplificateur mutli-bande multi-mode. Cela consiste en une conception conjointe d'une configuration agile d'une antenne avec un PA. Un tel frontal serait utile dans plusieurs applications telles qu'IoT permettant une haute intégration avec une optimisation des performances et de la consommation. Une dernière étape de validation et prototypage permet de confirmer les bénéfices de la co-conception en termes d'encombrement au niveau du RFFE, en performance RF (PAE), linéarité et en gain des pertes du MN.

Annexe A: Processus de simulation

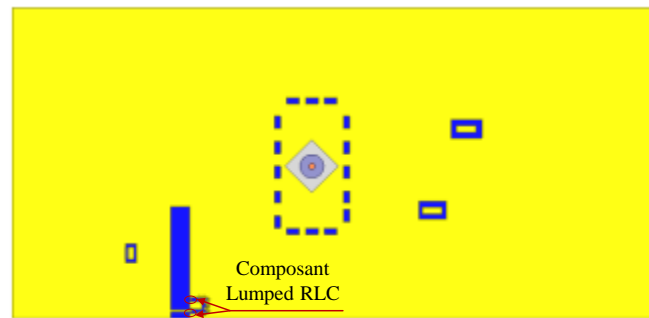
Introduction

Pour calculer les performances d'une antenne chargée par un composant discret, deux moyens de simulations peuvent être utilisés: la simulation électromagnétique 3D et la co-simulation.

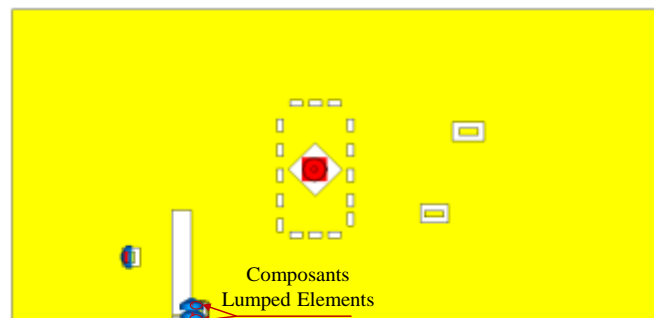
1. Simulation électromagnétique 3D

La première méthode consiste à trouver un modèle équivalent du composant à intégrer et le simuler avec l'antenne en 3D. Le modèle équivalent est un circuit RLC série ou parallèle. Il s'agit de rajouter un «Lumped RLC» sur la structure de l'antenne et simuler l'ensemble. Trois logiciels de simulation électromagnétique sont utilisés: Ansys/HFSS (High Frequency Structure Simulator), CST MWS (CST Microwave Studio) et EmPro (Electromagnetic Professional).

Ansys/HFSS est développé par la société ANSYS, CST MWS est développé par la société CST (rachetée en 2016 par Dassault System) et EmPro est développé par la société Keysight. Ces trois logiciels sont des logiciels de simulation électromagnétique de type 3D.



(a)



(b)

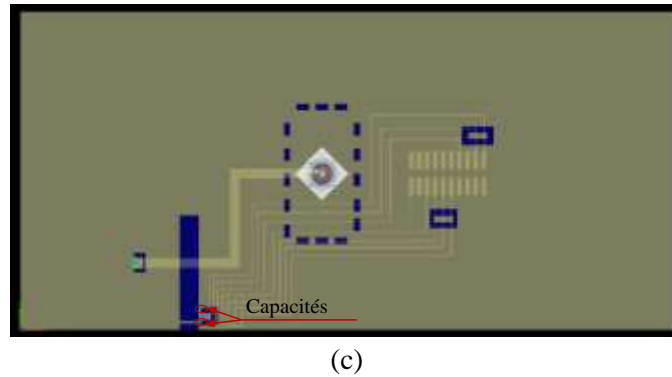


Figure A. 1: Simulation Electromagnétique 3D : Ansys/HFSS (a) CST MWS (b) EmPro (c).

2. Co-simulation

Vu que les schémas électriques des composants utilisés sont souvent plus complexes qu'un circuit RLC série ou parallèle, une simulation mixte semble intéressante. La co-simulation consiste à hybrider simulation EM 3D et simulation circuit RF. Trois approches ont été testées.

2.1. CST MWS/ CST Design Studio

La première approche consiste à réaliser la co-simulation avec CST Studio Suite [1]. Une simulation électromagnétique de l'antenne en intégrant des ports aux endroits d'intégration des composants est exécutée. Ensuite, le circuit RF: les composants, sont ajoutés en CST Design Studio et connectés aux ports. Une mise à jour de l'ensemble du système permet d'obtenir la réponse de l'antenne et ses performances (en impédance et en rayonnement). Dans notre étude, on a deux types de circuits: un modèle électrique général d'une capacité variable et un modèle transistor développé avec ADS (Advanced Design System). Dans le deuxième cas, on doit intégrer un fichier touchstone (s2p) décrivant chacun un état de la capacité. La Figure A. 2 présente la configuration de la co-simulation CST/Schematic.

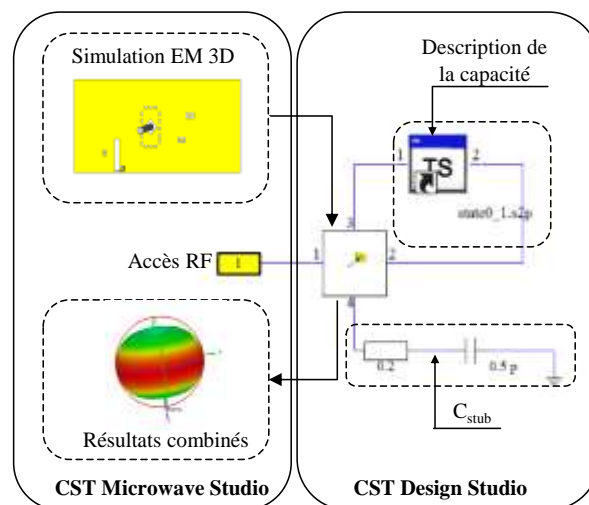


Figure A. 2: Co-simulation CST MWS/ CST Design Studio.

2.2. Ansys: HFSS/Designer

La deuxième approche est identique à la première sauf que dans ce cas, les logiciels utilisés sont Ansys/HFSS pour des simulations électromagnétiques et Ansys/Designer pour les circuits RF [2]. La même démarche est appliquée et illustrée dans la Figure A. 3. Les résultats combinés sont consultables à partir de la fenêtre d'Ansys/HFSS.

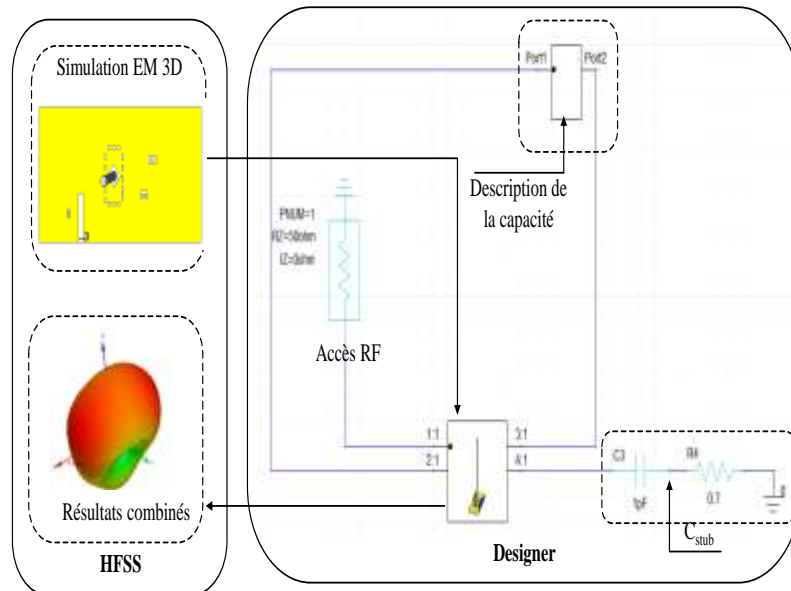


Figure A. 3: Co-simulation HFSS/Designer.

2.3. ADS/EmPro

La simulation mixte ADS/EmPro est testée pour la première fois dans le cadre de cette thèse [3]. Une description détaillée du processus de simulation est présentée. Dans cette approche, la démarche est un peu différente de deux autres utilisées en (2. 1) et (2. 2). La partie commune consiste à définir les ports en modèle 3D. Ensuite, il s'agit d'importer la bibliothèque du modèle 3D sous ADS workspace (Figure A. 4).

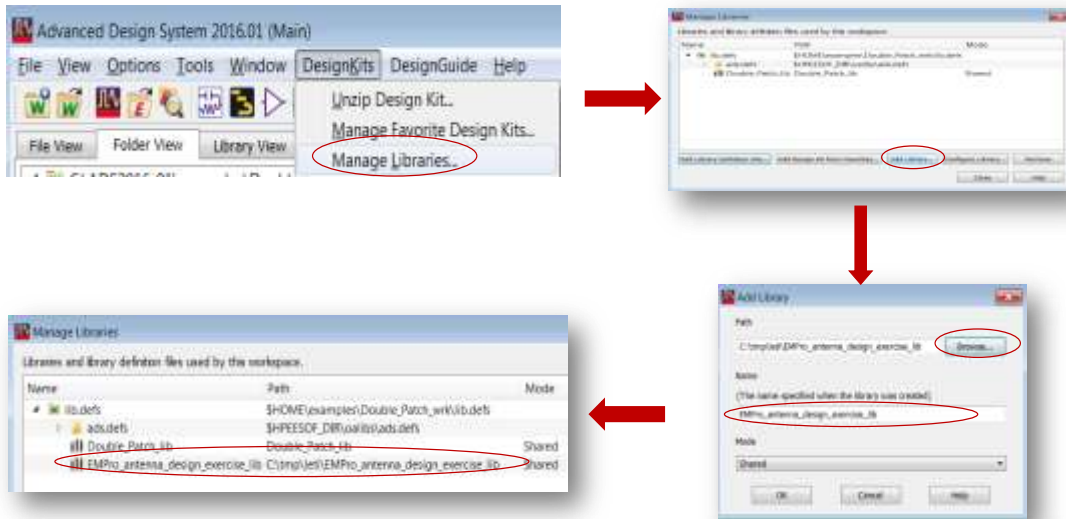


Figure A. 4: La première étape: importation de la librairie du modèle 3D.

La deuxième étape consiste à ajouter la technologie de simulation EmPro à ADS comme illustré dans la Figure A. 5.

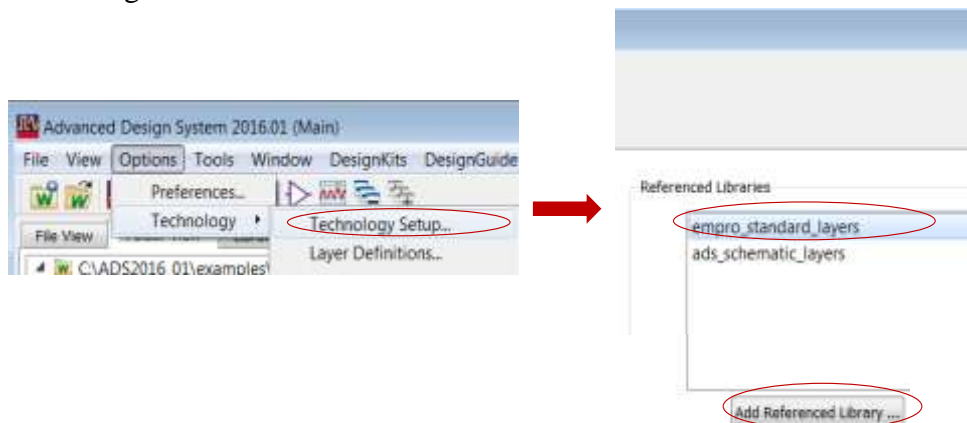


Figure A. 5: La deuxième étape: ajout de la technologie de simulation EmPro.

Une copie de l'antenne est instanciée dans ADS workspace, les composants sont connectés sur l'antenne (Figure A. 6).

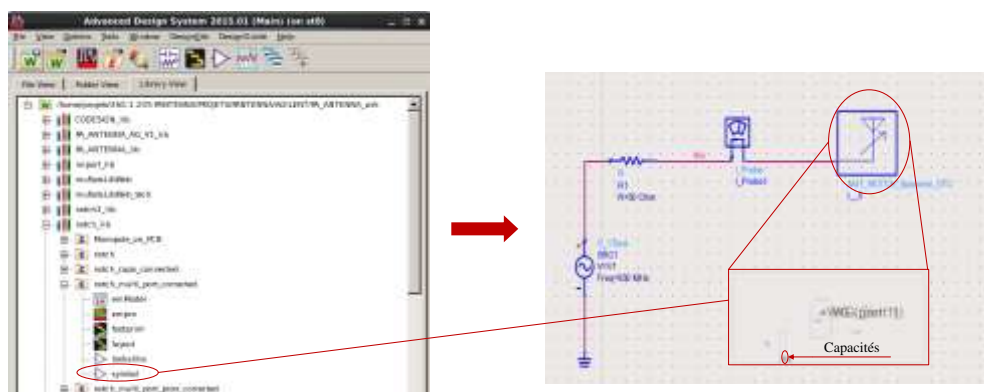


Figure A. 6: Instanciation de l'antenne.

Une simulation «EM circuit excitation» est ensuite lancée (Figure A. 7).

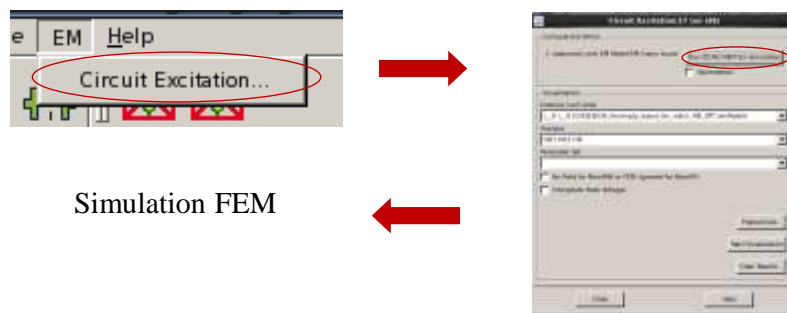


Figure A. 7: Lancement de la simulation.

Une fois la simulation est terminée, on peut visualiser les résultats comme illustré dans la Figure A. 8 et accéder aux performances de l'antenne. Un fichier de donnée appelé «EMAntenna» est créé et contient tous les résultats.

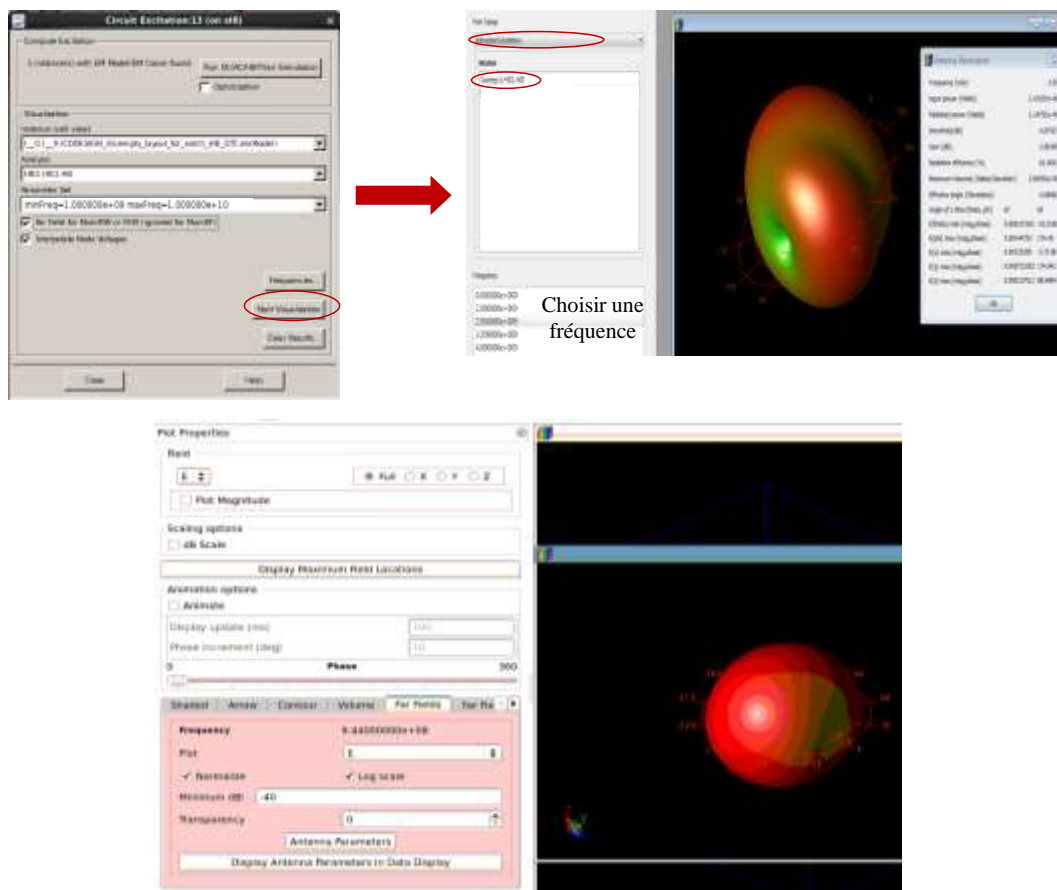


Figure A. 8: Affichage des résultats.

Cette co-simulation ADS/EmPro a été testée principalement pour prédire les niveaux de non linéarité des composants. Pour l'instant cela n'a pas encore aboutit.

3. Résultats

Les résultats présentés dans cette section sont obtenus en connectant deux capacités de 2.7 pF aux bornes de la fente et une capacité de 1 pF au niveau du stub. Les résultats issus de l'approche de simulation 3D et la co-simulation en termes de coefficient de réflexion sont affichés dans la Figure A. 9. La Figure A. 10 présente les impédances à l'entrée de l'antenne pour les deux moyens de simulation et les trois environnements.

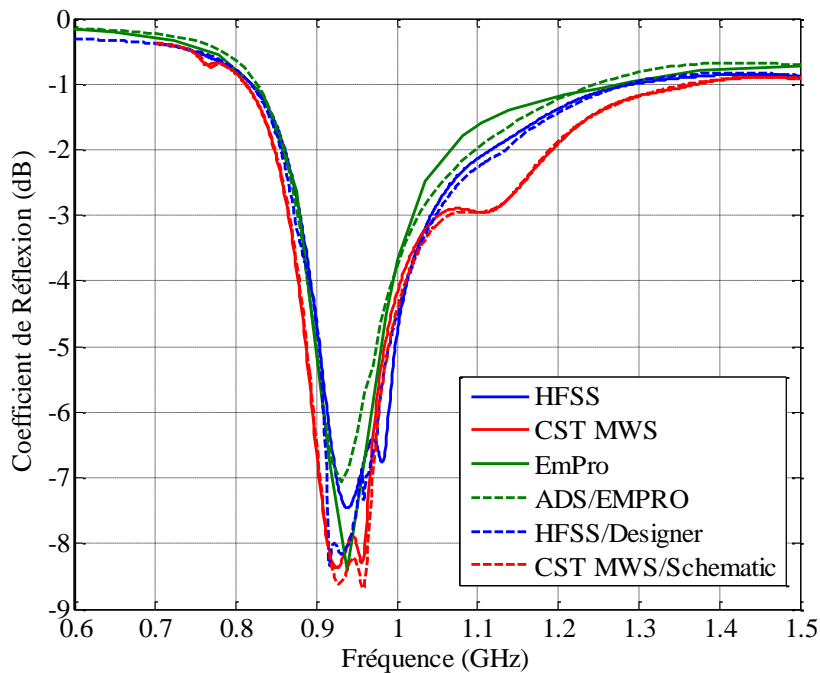
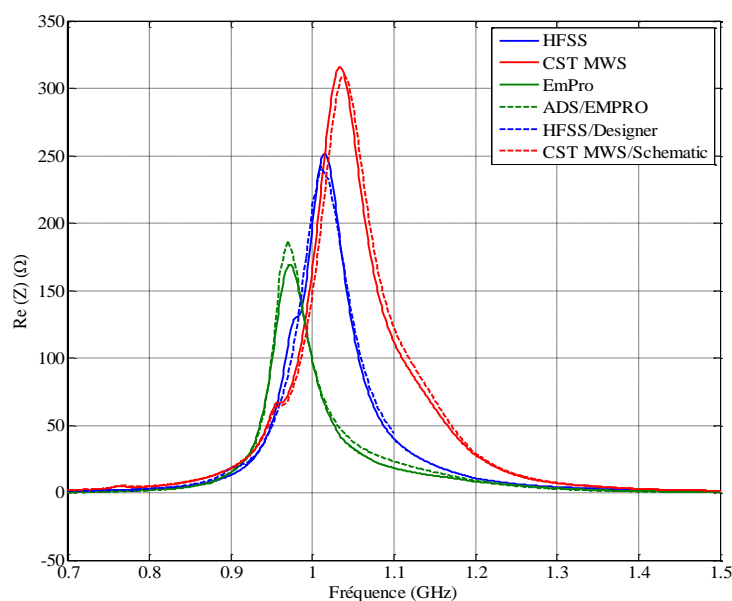
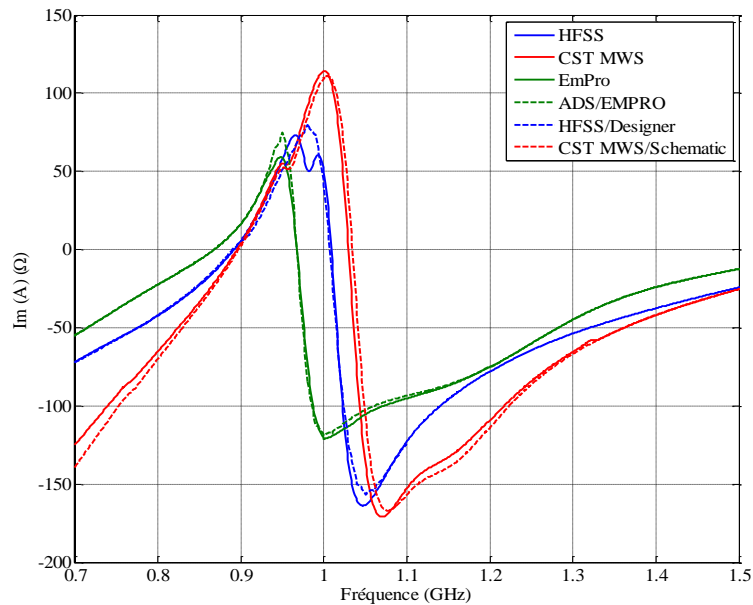


Figure A. 9: Comparaison entre les coefficients de réflexion de l'antenne avec les différentes méthodes de simulation.



(a)



(b)

Figure A. 10: Comparaison entre les impédances de l'antenne avec les différentes méthodes de simulation : partie réelle (a) et partie imaginaire (b).

Pour analyser les résultats, nous allons commencer tout d'abord par comparer les simulations électromagnétiques 3D avec leur homologue en co-simulation. Entre la simulation CST MWS et la co-simulation CST MWS/Schematic, les deux réponses de l'antenne sont identiques. Pour EmPro et ADS/EmPro, une erreur de 1% est observée. Finalement, une erreur de 1% est obtenue entre HFSS et HFSS/designer. Les différentes techniques de simulation donnent une réponse de l'antenne autour de 940 MHz avec une erreur de ± 9 MHz qui correspond à 1%. Pour conclure, les deux moyens de simulations peuvent être utilisés afin de déterminer la réponse de l'antenne. Toutefois, la co-simulation permet de gagner du temps si on a beaucoup de modèle à tester.

Le rayonnement de l'antenne avec les différentes techniques est résumé dans la Figure A. 11. Les efficacités obtenues à partir d'EmPro et ADS/EmPro sont identiques, de même entre CST MWS et CST MWS/Schematic. Par contre les résultats de HFSS et HFSS/designer sont différentes, l'erreur est de l'ordre de 17%. La différence entre la simulation 3D et la co-simulation avec HFSS remonte à une contrainte de logiciel (le problème est remonté au support du logiciel).

Sachant que les mesures donnent une efficacité de 46% à 920 MHz, l'erreur obtenue avec la simulation 3D de CST est de 53% et celle avec EmPro est de 56% par contre l'erreur à partir d'une simulation 3D HFSS est de 44.5%. Les erreurs notées sont dues à une modélisation médiocre de la résistance série de la capacité. Malgré ces erreurs, l'erreur la plus faible par rapport à la mesure provient du logiciel HFSS. C'est pour cette raison, que tous les résultats présentés dans cette thèse sont obtenus via des simulations électromagnétiques 3D avec Ansys/HFSS.

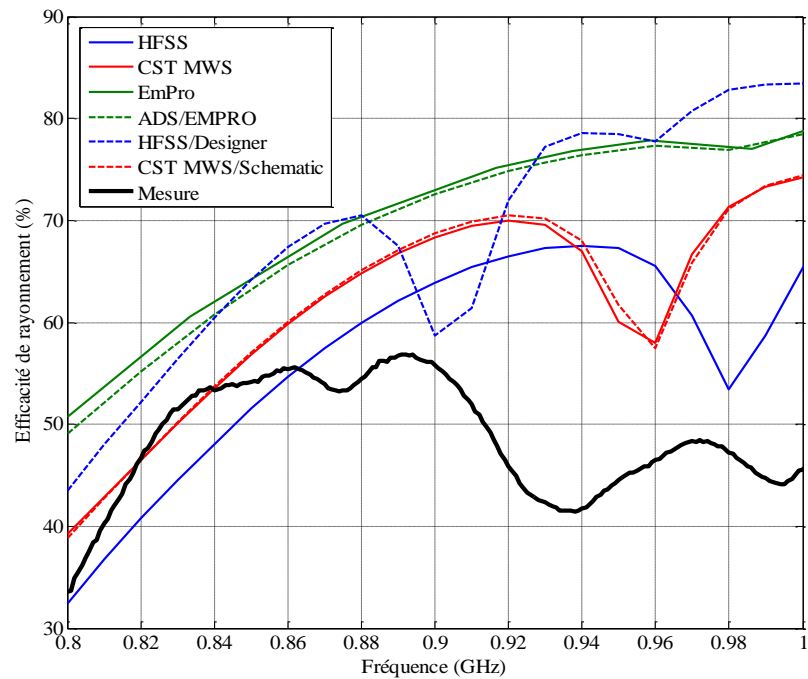


Figure A. 11: Comparaison entre les efficacités de l'antenne avec les différentes méthodes de simulation.

Références de l'annexe A

- [1]: <https://www.cst.com/content/events/ugm2007/10-becker.pdf>.
- [2]: http://www.ece.uprm.edu/~rafaelr/inel6068/HFSS/HFSS_Antenna_v2015_v1/lectures_trainee/ANSYS_HFSS_Antenna_L05_0_Dynamic_Link.pdf.
- [3]: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/2_3DEM_Solutions.pdf?cmpid=1-3950629617.

Annexe B: Datasheet capacité PE64906



Product Specification

PE64906

UltraCMOS® Digitally Tunable Capacitor (DTC)
100 - 3000 MHz

Product Description

PE64906 is a DuNE™ technology-enhanced Digitally Tunable Capacitor (DTC) based on Peregrine's UltraCMOS® technology. This highly versatile product supports a wide variety of tuning circuit topologies with emphasis on impedance matching and aperture tuning applications.

PE64906 offers high RF power handling and ruggedness while meeting challenging harmonic and linearity requirements enabled by Peregrine's HaRP™ technology. The device is controlled through the widely supported 3-wire (SPI compatible) interface. All decoding and biasing is integrated on-chip and no external bypassing or filtering components are required.

DuNE™ devices feature ease of use while delivering superior RF performance in the form of tuning accuracy, monotonicity, tuning ratio, power handling, size, and quality factor. With built-in bias voltage generation and ESD protection, DTC products provide a monolithically integrated tuning solution for demanding RF applications.

Features

- 3-wire (SPI compatible) serial interface with built-in bias voltage generation and ESD protection
- DuNE™ technology enhanced
- 5-bit 32-state Digitally Tunable Capacitor
- Shunt configuration $C = 0.9 \text{ pF}$ to 4.6 pF (5.1:1 tuning ratio) in discrete 119 fF steps
- High RF power handling (30 V_{pk} RF) and linearity
- Wide power supply range (2.3V to 4.8V) and low current consumption (typ. $140 \mu\text{A}$ at 2.75V)
- High ESD tolerance of 2kV HBM on all pins
- Applications include:
 - Tunable antennas
 - Tunable matching networks
 - Tunable filter networks
 - Phase shifters

Figure 1. Functional Diagram

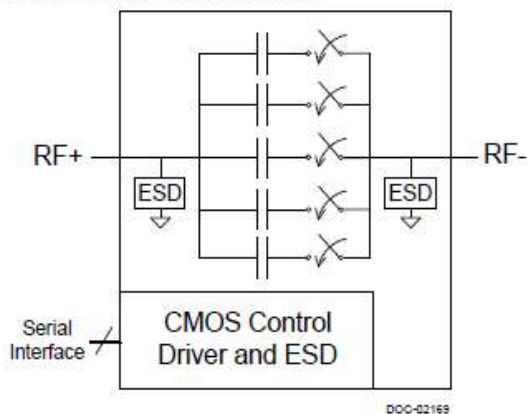


Figure 2. Package Type

10-lead 2 x 2 x 0.55 mm QFN



Equivalent Circuit Model Description

The DTC Equivalent Circuit Model includes all parasitic elements and is accurate in both series and shunt configurations, reflecting physical circuit behavior accurately and providing very close correlation to measured data. It can easily be used in circuit simulation programs.

For V_P and V_M max operating limits, refer to *Table 3*.

Figure 13. Equivalent Circuit Model Schematic

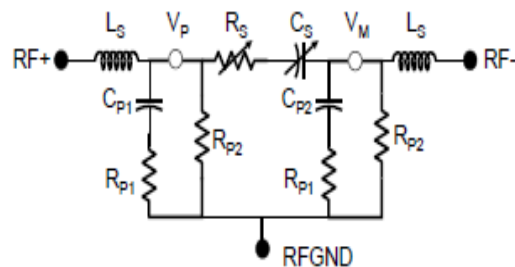


Table 7. Equivalent Circuit Model Parameters

Variable	Equation (state = 0, 1, 2...31)	Units
C_S	$0.127 \cdot \text{state} + 0.38$	pF
R_S	$20 / (\text{state} + 20 / (\text{state} + 0.7)) + 0.7$	Ω
R_{P1}	$8 + 3 \cdot \text{state}$	Ω
R_{P2}	$25000 + 3 \cdot \text{state}^3$	Ω
C_{P1}	$-0.0075 \cdot \text{state} + 0.52$	pF
C_{P2}	$0.0096 \cdot \text{state} + 0.61$	pF
L_S	0.35	nH

Table 8. Equivalent Circuit Data

State			DTC Core		Parasitic Elements			
Hex	Bin	Dec	C_S [pF]	R_S [Ω]	C_{P1} [pF]	C_{P2} [pF]	R_{P1} [Ω]	R_{P2} [k Ω]
0x00	00000	0	0.38	1.40	0.52	0.61	8.0	25.0
0x01	00001	1	0.51	2.27	0.51	0.62	11.0	25.0
0x02	00010	2	0.63	2.83	0.51	0.63	14.0	25.0
0x03	00011	3	0.76	3.08	0.50	0.64	17.0	25.1
0x04	00100	4	0.89	3.12	0.49	0.65	20.0	25.2
0x05	00101	5	1.02	3.05	0.48	0.66	23.0	25.4
0x06	00110	6	1.14	2.93	0.48	0.67	26.0	25.6
0x07	00111	7	1.27	2.78	0.47	0.68	29.0	26.0
0x08	01000	8	1.40	2.64	0.46	0.69	32.0	26.5
0x09	01001	9	1.52	2.51	0.45	0.70	35.0	27.2
0x0A	01010	10	1.65	2.39	0.45	0.71	38.0	28.0
0x0B	01011	11	1.78	2.27	0.44	0.72	41.0	29.0
0x0C	01100	12	1.90	2.17	0.43	0.73	44.0	30.2
0x0D	01101	13	2.03	2.08	0.42	0.73	47.0	31.6
0x0E	01110	14	2.16	2.00	0.42	0.74	50.0	33.2
0x0F	01111	15	2.29	1.93	0.41	0.75	53.0	35.1
0x10	10000	16	2.41	1.86	0.40	0.76	56.0	37.3
0x11	10001	17	2.54	1.80	0.39	0.77	59.0	39.7
0x12	10010	18	2.67	1.75	0.39	0.78	62.0	42.5
0x13	10011	19	2.79	1.70	0.38	0.79	65.0	45.6
0x14	10100	20	2.92	1.65	0.37	0.80	68.0	49.0
0x15	10101	21	3.05	1.61	0.36	0.81	71.0	52.8
0x16	10110	22	3.17	1.57	0.36	0.82	74.0	56.9
0x17	10111	23	3.30	1.54	0.35	0.83	77.0	61.5
0x18	11000	24	3.43	1.51	0.34	0.84	80.0	66.5
0x19	11001	25	3.56	1.48	0.33	0.85	83.0	71.9
0x1A	11010	26	3.68	1.45	0.33	0.86	86.0	77.7
0x1B	11011	27	3.81	1.42	0.32	0.87	89.0	84.0
0x1C	11100	28	3.94	1.40	0.31	0.88	92.0	90.9
0x1D	11101	29	4.06	1.37	0.30	0.89	95.0	98.2
0x1E	11110	30	4.19	1.35	0.30	0.90	98.0	106.0
0x1F	11111	31	4.32	1.33	0.29	0.91	101.0	114.4

Figure 8. Measured Shunt Q vs Frequency (major states)

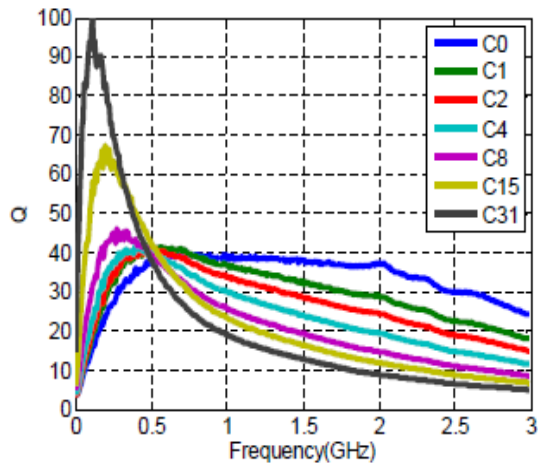


Figure 9. Measured Shunt Q vs State

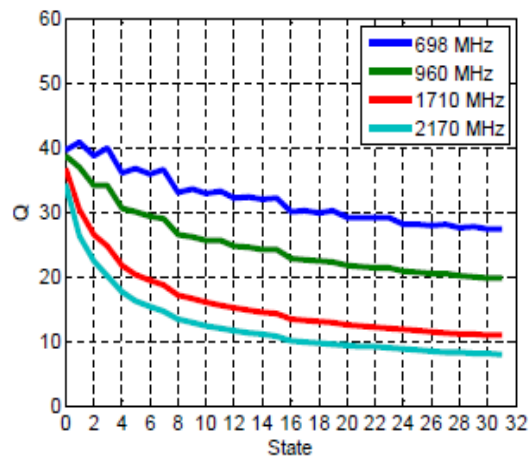
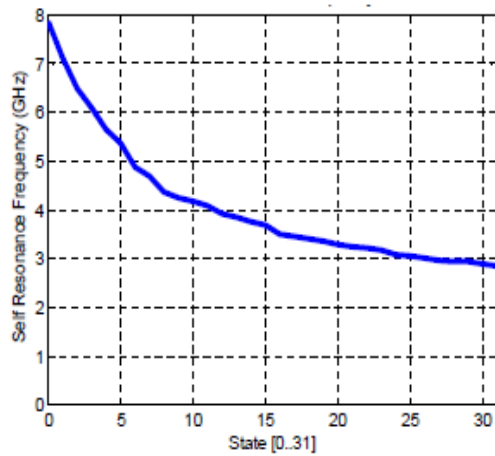


Figure 10. Measured Self Resonance Frequency vs State



Annexe C: Métrologie RF

Introduction

La métrologie est, d'après la définition du «Vocabulaire international des fondamentaux et généraux de métrologie», la science de la mesure. Elle garantit la qualité de la mesure et par la suite engendre la confiance en celle-ci. En effet, le résultat brut d'une mesure n'a pas de sens que s'il est accompagné d'une indication sur la fourchette dans laquelle il y a une probabilité importante que se trouve la vraie valeur. Dans le langage de la métrologie, cela s'appelle l'incertitude [1].

Dans cette annexe nous allons évaluer l'incertitude des mesures de gain d'antenne dans la chambre anéchoïde du CEA-LETI dont la fréquence minimale de fonctionnement est d'environ 900 MHz.

1. Description de la méthode de mesure

Nous avons appliqué la méthode de trois antennes, deux antennes cornets et une antenne Vivaldi. Les fonctions de transfert de chaque antenne sont inconnus néanmoins le produit de deux d'entre eux $H_e H_r$ est calculé à l'aide de la formule Friis [2] donnée dans l'équation (C.1).

$$S_{21} = \frac{e^{-jkR}}{R} \frac{-j\lambda}{4\pi} H_e H_r \quad (\text{C.1})$$

Avec:

- S_{21} est le rapport entre le signal émis et reçu normalisé avec la méthode d'étalonnage comme illustré dans la Figure C. 1,
- H_e est la fonction de transfert de l'antenne émettrice,
- H_r est la fonction de transfert de l'antenne à la réception,
- R est la distance entre les deux antennes,
- k est le nombre d'onde,
- λ est la longueur d'onde.

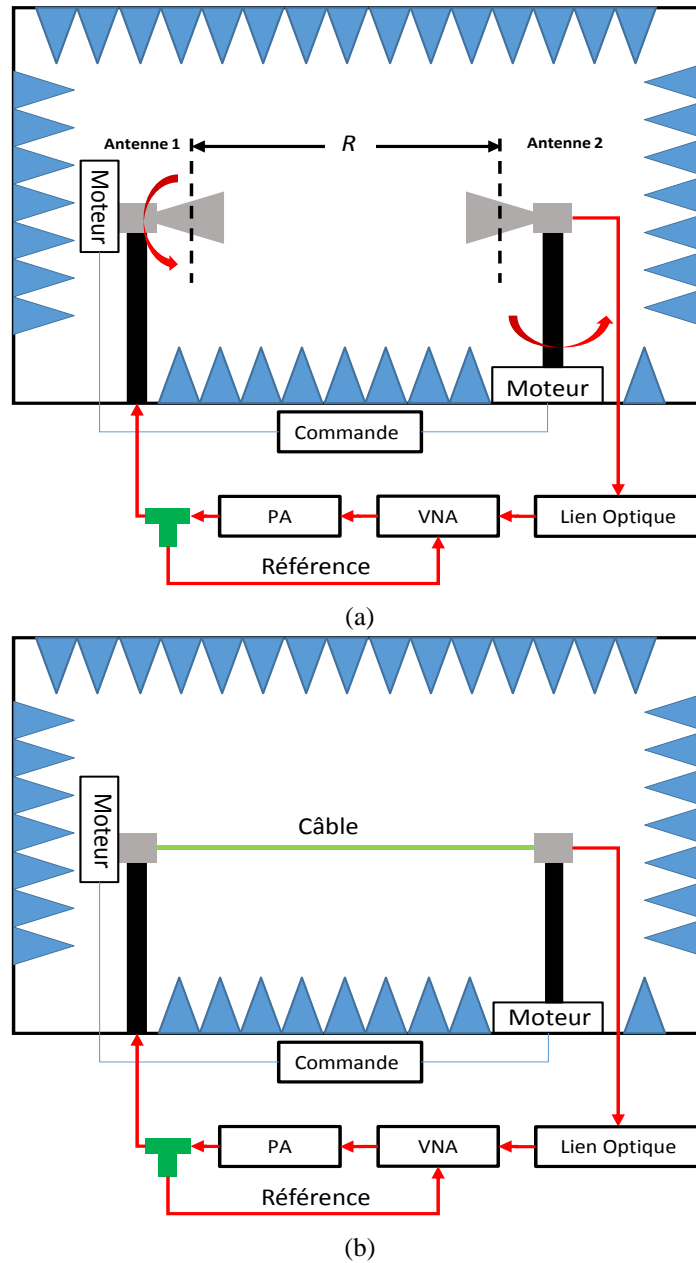


Figure C. 1 : Configuration de deux antennes dans la chambre anéchoïde (a) calibration (b).

Ainsi, trois mesures de toutes les combinaisons de ces trois antennes (ant1, ant2, ant3) permettent de calculer la fonction de transfert de chaque antenne selon les équations (C.2. a), (C.2. b) et (C.2. c).

$$H_{ant1} = \sqrt{\frac{4\pi R}{-j\lambda e^{-jkR}} \frac{S_{21(ant1/ant2)} * S_{21(ant3/ant1)}}{S_{21(ant3/ant2)}}} \quad (C.2.a)$$

$$H_{ant2} = \sqrt{\frac{4\pi R}{-j\lambda e^{-jkR}} \frac{S_{21(ant3/ant2)} * S_{21(ant1/ant2)}}{S_{21(ant3/ant1)}}} \quad (C.2.b)$$

$$H_{ant3} = \sqrt{\frac{4\pi R}{-j\lambda e^{-jkR}} \frac{S_{21(ant3/ant1)} * S_{21(ant3/ant2)}}{S_{21(ant1/ant2)}}} \quad (C.2.c)$$

Les mesures sont faites avec un système de conversion RF-Optique [3]. Pour calculer l'incertitude des mesures, nous avons étudié la contribution de plusieurs facteurs:

- La répétabilité: elle consiste à refaire la même mesure n fois ($n=10$). Cette incertitude représente la contribution de la stationnarité de l'équipement utilisé tel que le VNA et le lien RF-optique,
- La linéarité en puissance: elle consiste à réaliser les mesures avec deux niveaux de puissances émis différents (-7 dBm et -27 dBm). Cette incertitude représente la linéarité du PA et le lien RF-optique,
- La distance: elle consiste à réaliser les mesures pour deux distances différentes $R1 = 2.75$ m et $R2 = 2.57$ m,
- Le joint tournant: il consiste à refaire les mesures en tournant les antennes de test de 360° . Cette incertitude représente la contribution du comportement non constant en ce qui concerne sa rotation,
- La chambre anéchoïde: elle consiste à refaire les mesures en orientant les cornets de mesure: la polarisation principale à l'horizontale puis à la verticale. Si la chambre est nominale, les deux configurations doivent être équivalentes,

La contribution de chaque facteur est gérée par une loi bien déterminée et calculée par rapport au nombre de mesures effectuées.

2. Évaluation des incertitudes

Dans cette section, nous allons démontrer tout d'abord comment calculer l'amplitude de gain et la phase de l'incertitude type (U) et la contribution (C) pour chaque facteur d'erreur. Ces termes sont calculés en utilisant l'équation (C.3) et (C.4) où d est le facteur de liberté, σ_{ant} est l'écart type et n est le nombre de test [4].

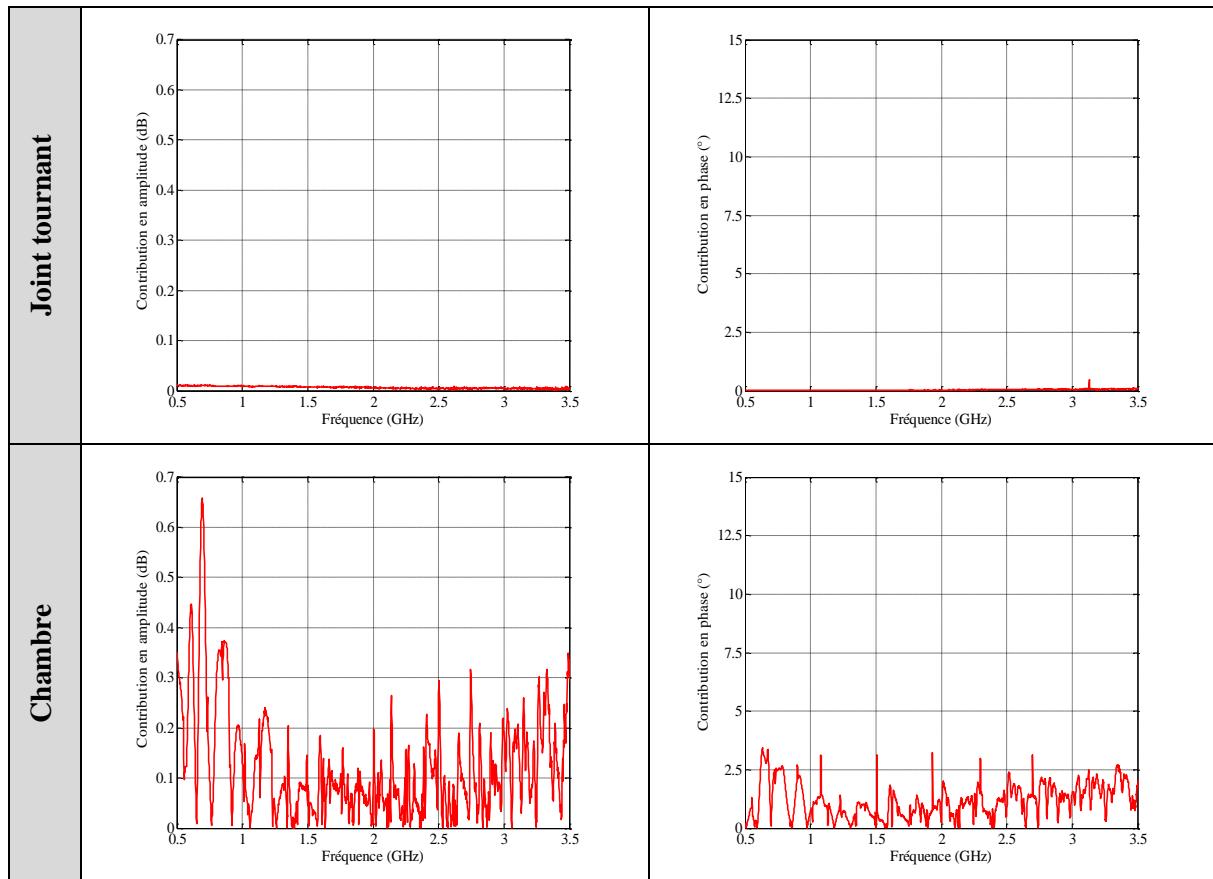
$$U = \frac{d * \sigma_{ant}}{\sqrt{n}} \quad (C.3)$$

$$C = U^2 \quad (C.4)$$

Le Tableau C. 1 illustre les différentes contributions en amplitude et phase de chaque facteur testé. D'après les résultats obtenus, on remarque que vers les basses fréquences, avant 900 MHz, l'erreur est élevée. La contribution de la chambre est de l'ordre de 0.6 dB, 0.15 pour la distance et 0.12 pour le joint tournant. En effet, la chambre est conçue pour fonctionner au-dessus de 900 MHz et c'est pour cette raison que les erreurs sont plus élevées à ces fréquences. Au-delà de cette bande, le maximum d'erreur est apporté par la chambre.

Tableau C. 1: Résumé de la contribution des différents facteurs dans la chambre anéchoïde.

	Contribution en amplitude	Contribution en phase
Répétabilité		
Puissance		
Distance		



Le calcul de l'incertitude totale en amplitude et phase à partir de ces différentes contributions est illustré dans la Figure C. 2, il s'agit de l'incertitude élargie. Cette incertitude est obtenue en utilisant l'équation (C.5) et (C.6) où CU est l'incertitude composée et EU est l'incertitude élargie où le facteur $k = 2$ (95% confiance).

$$CU = \sqrt{\sum C} \quad (C.5)$$

$$EU = 2 * CU \quad (C.6)$$

L'incertitude élargie de mesure de gain dans la chambre anéchoïde est en moyenne de 0.7 dB en amplitude et de 4.4° en phase.

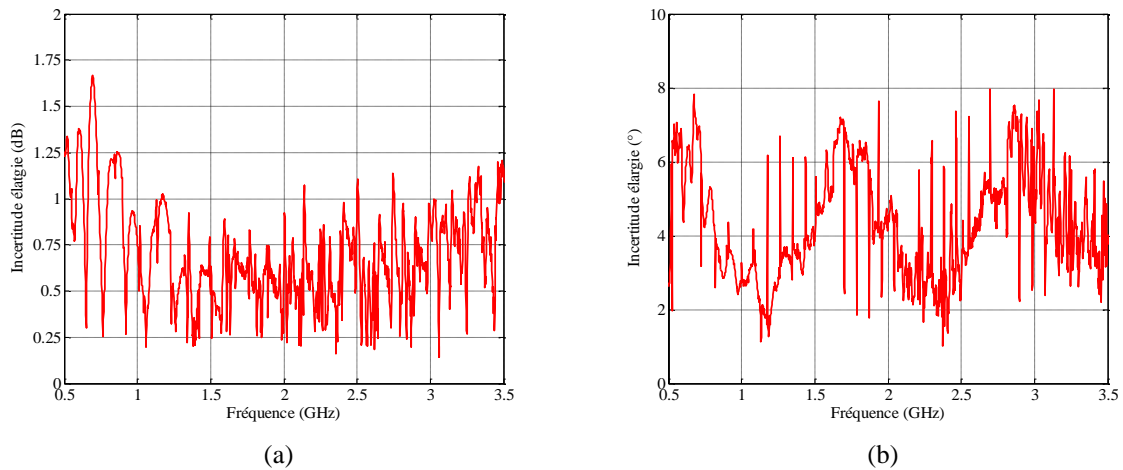
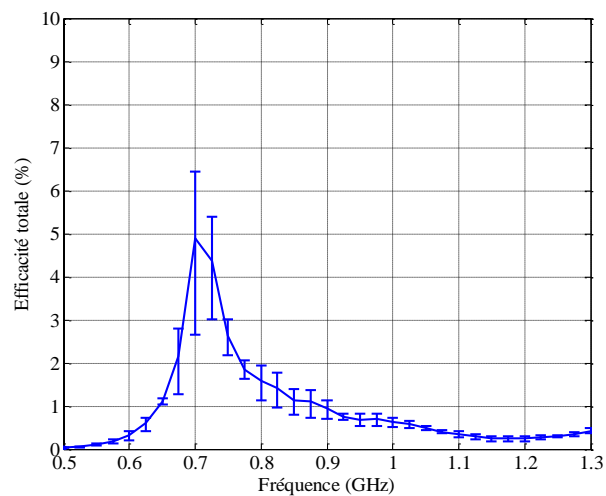


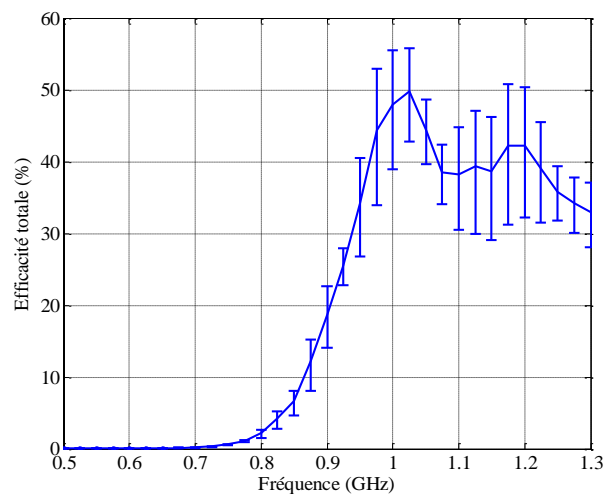
Figure C. 2 : Incertitude élargie de mesure dans la chambre anéchoïde : amplitude (a) et phase (b).

3. Application

Dans cette section, nous présentons un exemple de mesure de l'efficacité totale de l'antenne fente présenté dans le chapitre IV avec une évaluation de l'incertitude. Le gain réalisé sur deux plans de coupe ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$) de l'antenne a été mesuré dans la chambre anéchoïde. La Figure C. 3-a montre l'efficacité totale mesurée de l'antenne fonctionnant autour de 700 MHz (en dehors de la plage de fonctionnement nominale de la chambre anéchoïde), l'incertitude supérieure et inférieure peut présenter une erreur relative de 31% et 46% respectivement. Lorsque l'antenne fonctionne à 1 GHz (voir Figure C. 3-b), l'erreur est plus faible entre 16% et 19% respectivement.



(a)



(b)

Figure C. 3 : Efficacité mesurée de l'antenne avec les incertitudes autour de: 700 MHz (a) et 1 GHz (b).

Conclusion

Dans cette annexe nous avons utilisé la méthode des trois antennes pour évaluer l'amplitude et la phase des trois antennes de référence dans la gamme de fréquences de 0.5 GHz à 3.5 GHz. Diverses sources d'erreur sont examinées et une étude d'incertitude est effectuée dans le but d'identifier le facteur d'erreur qui a le plus d'impact sur l'incertitude. Le facteur d'erreur de chambre contribue le plus par rapport aux autres sources d'erreur réfléchies. L'incertitude élargie finale sur le gain réalisé est estimé à ± 0.7 dB et $\pm 4.4^\circ$ en terme de d'amplitude et de phase respectivement pour un facteur k de 2. Un point important est que l'introduction du lien RF-optique ne contribue que peu à l'incertitude.

Références de l'annexe C

- [1]: http://christian.j.borde.free.fr/rapp_Metrologie_avril2004_5B1_5D.pdf.
- [2]: [Constantine Balanis, "Antenna theory, analysis and design", John Wiley & Sons, 3rd edition, 2005](#)
- [3]: http://www.enprobe.de/products_FO-Antennas.html
- [4]: Experimentation and Uncertainty Analysis for Engineers, Hugh W. Coleman, W. Glenn Steele; John Wiley & Sons, 1999.

Liste des Travaux

Communications dans des congrès internationaux

D. Nicolas, A. Giry, **E. B. Abdallah**, S. Bories, G.Tant, T. Parra, C. Delaveaud, P. Vincent, and F. C. W. Po, “SOI CMOS Tunable Capacitors for RF Antenna Aperture Tuning”, in 2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 383-386.

E. B. Abdallah, A. Giry, S. Bories, D. Nicolas and C. Delaveaud, “Impact of Small Antenna on Linear Power Amplifier Performance in a Co-design Approach”, New circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2015 IEEE 13th International, pp 1-4.

E. B. Abdallah, D. Nicolas, S. Bories, A. Giry and C. Delaveaud, “A Tunable Miniaturized Notch Antenna for Low- Band LTE Applications”, 10th European Conference on antenna and Propagation (EuCAP), 2016.

E. B. Abdallah, S. Bories, D. Nicolas, A. Giry and C Delaveaud, “Large-Signal Analysis and Characterization of a RF SOI- based Tunable Notch Antenna for LTE in TV White Space Frequency Spectrum”, 11th EAI International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks (CROWNCOM), 2016.

D. Nicolas, A. Giry, **E. B. Abdallah**, S. Bories, T. Parra and P. Vincent, “Study of SOI CMOS Tunable Capacitor Architectures and Application to Antenna Aperture Tuning”, IEEE International Microwave Symposium (IMS), 2016.

A. S. Kaddour, **E. B. Abdallah**, S. Bories, C. Delaveaud and A. Bellion, “Detailed Uncertainty Analysis of the Electrically Small Antenna Efficiency Measurement”, 38th Annual Meeting and Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association (AMTA), 2016.

Communications dans des congrès nationaux

E. B. Abdallah, S. Bories, D. Nicolas, A. Giry and C. Delaveaud, “Adaptation d’impédance Antenne/Amplificateur de puissance sur les harmoniques d’ordre supérieure”, 2015 19èmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM).

D. Nicolas, **E. B. Abdallah**, A. Giry, S. Bories and C. Delaveaud, “ Système faible coût d’adaptation automatique d’une antenne RF accordable”, 2015 19èmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM).

Communications dans des revues internationales

E. B. Abdallah, S. Bories, D. Nicolas, A. Giry and C Delaveaud, “Large-Signal Analysis and Characterization of a RF SOI- based Tunable Notch Antenna for LTE in TV White Space Frequency Spectrum”, EAI Endorsed Transactions on Cognitive Communications, soumis.

E. B. Abdallah, S. Bories, D. Nicolas, A. Giry and C Delaveaud, “Radiation and System Performance of a Compact Tunable Notch Antenna for LTE Low Bands“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, en cours.

Résumé

L'évolution des différentes générations de systèmes de télécommunications cellulaires a entraîné une complexité du frontal des terminaux mobiles caractérisés notamment par la multiplication des chaînes RF qui le constituent. Chaque chaîne est dédiée à un standard, ce qui n'est pas optimale ni du point de vue du coût, ni de l'encombrement. Afin d'optimiser les performances et la consommation du transmetteur radiofréquence, l'approche retenue dans cette thèse consiste à concevoir de façon globale différents blocs afin de partager les contraintes. Dans cette thèse, l'approche globale de la co-conception est organisée en deux sous études. Celles-ci sont destinées à terme à être intégrées dans un même frontal RF entièrement configurable.

La première étude aborde la problématique de la conception conjointe entre une antenne et un amplificateur de puissance (PA) qui sont traditionnellement conçus séparément. Nous avons tout d'abord déterminé les spécifications de l'antenne permettant de maximiser le transfert d'énergie entre ces deux blocs. Ensuite, nous avons conçu l'antenne en partageant les contraintes d'impédance à la fois dans la bande utile et aux harmoniques entre cette dernière et le PA afin de relâcher les spécifications sur le réseau d'adaptation d'impédance. Cette approche permet de maintenir la linéarité du PA à des niveaux de puissances supérieures par rapport au cas où l'antenne est adaptée sur 50Ω .

La seconde étude s'intéresse à la conception conjointe d'antennes et de composants agiles. Nous avons réparti l'effort de miniaturisation et les pertes ohmiques associées entre la structure d'antenne et le composant agile (capacité commutable numériquement). Les développements présentés se sont appuyés sur des simulations électromagnétiques, des modélisations, des caractérisations système (linéarité et temps de commutation) et des mesures en rayonnement (efficacité) de prototypes d'antennes miniatures dans les bandes basses 4G. Nos études ont abouti à la conception d'une antenne fente reconfigurable fonctionnant sur la bande instantanée maximale autorisée par la 4G. Pour une intégration sur smartphone, l'élément rayonnant n'occupe que $18 \times 3 \text{ mm}^2$ de surface soit $\lambda_0/30 \times \lambda_0/180$ à 560 MHz. La fréquence de résonance de l'antenne varie entre 560 MHz et 1.03 GHz et l'efficacité totale varie entre 50% et 4%. Un banc de mesure de la linéarité a été implémenté afin d'évaluer la linéarité des antennes agiles. La spécification de linéarité exigée par le standard est maintenue jusqu'à une puissance de 22 dBm.

Mots clés: Antenne, micro-onde, amplificateur de puissance, capacité variable SOI, efficacité, co-conception, frontal RF.

Abstract

The recent development of cellular communication standards has led to an increasing RF front-end complexity due to the ever increasing number of RF needed paths. Each RF path is dedicated to a frequency bands group which might not be optimal for cost and occupied space area. Consequently, in order to optimize the RF performances and energy consumption, the approach used in this thesis is to share the constraints between the PA and the antenna of the front-end: this is called co-design. In this thesis, the considered co-design approach is twofold and in near future both results should be simultaneously considered and integrated into one fully reconfigurable RF front-end design.

The first study addresses the co-design of an antenna and its associated power amplifier (PA), which are traditionally designed separately. We first determine the antenna impedance specifications to maximize the tradeoff between the energy transfer and PA linearity. Then, we propose to remove the impedance matching network between antenna and PA, while demonstrating that a low impedance antenna can maintain the RF performances. Contrarily to the classical approach where the antenna is matched to 50Ω , the proposed co-design shows the possibility to keep the linearity of the PA even for high power levels (> 20 dBm).

The second study focuses on the co-design of an antenna and tunable components. We are sharing the miniaturization effort and the resistive losses between the antenna structure and the tunable capacitor (DTC). The achieved developments are based on electromagnetic simulations, modeling, system characterization (linearity and switching time) and radiation measurements (efficiency) of miniature reconfigurable antenna prototypes in the 4G low bands. The considered studies have led to the design of a frequency reconfigurable antenna addressing the maximum instantaneous available bandwidth authorized by 4G. The radiator occupies only $18 \times 3 \text{ mm}^2$ ($\lambda_0/30 \times \lambda_0/180$ at 560 MHz), and thus it is extremely suitable for a possible integration onto smartphones. The antenna resonance frequency is tuned between 560 MHz and 1030 MHz and the total efficiency varies between 50% and 4%. For the first time, the impact of SOI DTC implemented on the antenna radiating structure on linearity is measured with a dedicated test bench. The linearity specified by 4G is maintained up to 22 dBm of transmitted power.

Keywords: Antenna, microwave, power amplifier, SOI tunable capacitor, efficiency, co-design, RF front-end.