

Sommaire

REMERCIEMENTS	7
SOMMAIRE	9
LISTE DES FIGURES	11
LISTE DES TABLEAUX.....	15
INTRODUCTION GENERALE	17
CHAPITRE 1 THEORIE DES METAMATERIAUX ET DOMAINES D'APPLICATION	19
1.1 INTRODUCTION	19
1.2 PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE DANS UN MILIEU HOMOGENE	20
1.3 CAS D'UN MILIEU DOUBLEMENT NEGATIF (METAMATERIAUX)	21
1.4 SYNTHESE DES METAMATERIAUX	23
1.4.1 Approche résonateurs et fils minces	23
1.4.1.1 Milieu à permittivité négative	23
1.4.1.2 Milieu à perméabilité négative	25
1.4.1.3 Milieu doublement négatif	26
1.4.2 Approche lignes de transmission	27
1.5 DOMAINES D'APPLICATION	30
1.5.1 Propagation en espace libre	30
1.5.2 Propagation guidée.....	33
1.5.3 Métamatériaux reconfigurables.....	35
1.6 CONCLUSION	38
CHAPITRE 2 CONCEPTION DE STRUCTURES METAMATERIAUX PLANAIRES.....	39
2.1 INTRODUCTION	39
2.2 CONCEPTION DE STRUCTURES CRLH : DEMONSTRATION DE LA CONDITION D'EQUILIBRE.....	40
2.2.1 Exemple d'une Cellule CRLH unitaire	40
2.2.2 Conception d'une structure CRLH avec diagramme équilibré.....	41
2.2.2.1 Conditions d'équilibre, procédure d'analyse théorique	41
2.2.2.2 Procédure de conception	42
2.2.2.3 Simulation et extraction du diagramme de dispersion.....	45
2.2.2.4 Réalisation technologique et résultats expérimentaux.....	48
2.2.3 Conception d'une structure CRLH avec diagramme non équilibré.....	53
2.3 CONCEPTION D'UN FILTRE MINIATURE POUR APPLICATION SPATIALE	55
2.3.1 Exemples de la littérature d'utilisation des métamatériaux pour la conception des filtres	55
2.3.2 Cahier des charges	57
2.3.3 Choix de l'approche de Conception.....	58
2.3.4 Etapes de la conception du circuit idéal :.....	58
2.3.5 Mise en œuvre technologique:	61
2.3.5.1 Choix du substrat et de la topologie:	61
2.3.5.2 Choix du résonateur:	62
2.3.5.3 Choix de la capacité série:.....	63
2.3.5.4 Choix de l'inductance parallèle:.....	64
2.3.6 Méthode de la conception du circuit réel et résultats des simulations :	64
2.3.6.1 Conception de la cellule 1 :	65
2.3.6.2 Conception de la cellule 2 :	66
2.3.6.3 Conception de la cellule 3 :	66
2.3.6.4 Le filtre complet.....	67
2.3.7 Etude de la sensibilité du diélectrique à la température.....	69
2.3.8 Discussion et perspectives	70
2.4 CONCLUSION	71

CHAPITRE 3 : STRUCTURES METAMATERIAUX EN TECHNOLOGIE SILICIUM, AGILITE EN FREQUENCE A L'AIDE DES MEMS.....	73
3.1 INTRODUCTION	73
3.2 CHOIX TECHNOLOGIQUE ET PROCESSUS DE FABRICATION.	74
3.3 OPTIMISATION DE LA CELLULE CRLH PAR L'AJOUT D'UN STUB CAPACITIF.....	75
3.3.1 Principe.	75
3.3.2 Procédure de conception	77
3.4 OPTIMISATION DE LA CELLULE CRLH PAR L'UTILISATION DES MEMS : FONCTION D'AGILITE.....	79
3.4.1 Généralités sur les MEMS RF:	79
3.4.2 Principe de l'idée et procédure de conception	81
3.5 SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES.....	82
3.5.1 Ajout du stub ouvert.....	82
3.5.1.1 Variation de la longueur du stub ouvert.	86
3.5.2 Ajout du MEMS.....	88
3.6 RESULTATS DES MESURES ET DISCUSSION.....	91
3.6.1 Mesures DC sur les MEMS.....	91
3.6.2 Mesures RF sur les différentes structures CRLH (IDC, MEMS)	93
3.7 LES PERTES	96
3.8 CONCLUSION	98
CHAPITRE 4 CARACTERISATION DU BST EN DC ET HYPERFREQUENCES, METAMATERIAUX AGILES A L'AIDE DU BST	99
4.1 INTRODUCTION	99
4.2 LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES	100
4.2.1 Historique, cycle d'hystérésis	100
4.2.2 Classification cristallographique, Structure pérovskite.....	100
4.2.3 Propriétés physiques.....	101
4.2.4 Couches minces, matériau massif.....	102
4.2.5 Les méthodes de dépôt et de croissance.....	102
4.2.5.1 Méthode sol-gel :	102
4.2.5.2 Méthode MOCVD :	103
4.2.5.3 Méthode PLD (Ablation laser) :	103
4.2.5.4 Pulvérisation cathodique RF	103
4.3 LE BST	104
4.4 PREPARATION DES ECHANTILLONS	105
4.5 CARACTERISATIONS DU BST ET DISCUSSIONS	107
4.5.1 Caractérisation en basses fréquences : Capa MIM DC.	107
4.5.2 Caractérisations en hyperfréquences : Lignes coplanaires.....	110
4.5.2.1 Lignes non polarisées.....	110
4.5.2.2 Lignes polarisées.....	111
4.5.3 Caractérisation en Hyperfréquences: Capacités interdigitales.....	113
4.5.4 Caractérisations en Hyperfréquences : Capacités MIM RF.....	115
4.5.5 Discussion.....	119
4.6 BST ET METAMATERIAUX RECONFIGURABLES	121
4.6.1 Conditions d'implémentation technologique	121
4.6.2 Méthodologie et contraintes de simulation	122
4.6.3 Structure CRLH reconfigurable à base de BST	122
4.6.4 Résonateur SRR en technologie coplanaire pour filtres coupe bande	124
4.6.5 Discussion :	126
4.7 CONCLUSION	127
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	129
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	133
LISTE DES PUBLICATIONS	141
RESUME DE LA THESE.....	143
ABSTRACT	145

Liste des Figures

FIGURE 1.1 : (A) TRIEDRE DIRECT (MATERIAUX MAIN DROITE) ET (B) TRIEDRE INDIRECT (MATERIAUX MAIN GAUCHE)	21
FIGURE 1.2 : PROPAGATION D'UNE ONDE PLANE A TRAVERS UN MILIEU SELON LE SIGNE DE CES PARAMETRES CONSTITUTIFS (PERMITTIVITE ET PERMEABILITE).....	22
FIGURE 1.3 : LOI DE SNELL-DECARTES LORS DU PASSAGE D'UNE ONDE D'UN MILIEU MAIN DROITE (A) VERS UN MILIEU MAIN DROITE (ANGLE POSITIF), (B) VERS UN MILIEU MAIN GAUCHE (ANGLE NEGATIF).	23
FIGURE 1.4 : STRUCTURE DU RESEAU DE FILS METALLIQUES MINCES PROPOSEE PAR PENDRY POUR AVOIR UN MILIEU A PERMITTIVITE NEGATIVE [5].	25
FIGURE 1.5 : EXEMPLE DE LA PERMITTIVITE (PARTIE REELLE) D'UN RESEAU DE FILS, LA PERMITTIVITE EST NEGATIVE, ELLE REPREND UNE VALEUR POSITIVE A LA FREQUENCE PLASMA ELECTRIQUE (ENVIRON 22.3 GHz), LE CHAMP ELECTRIQUE EST ORIENTE EN PARALLELE AVEC LES FILS [6].	25
FIGURE 1.6 : LES SRR PROPOSES PAR PENDRY POUR AVOIR UN MILIEU A PERMEABILITE NEGATIVE [7].	25
FIGURE 1.7 : (A) EXEMPLE DE LA PERMEABILITE D'UN RESEAU DE SRRS, LA PERMEABILITE (PARTIE REELLE) DEVIENT NEGATIVE A ENVIRON 8.5 GHz. (B) LA PERMITTIVITE (PARTIE REELLE) RESTE TOUJOURS POSITIVE. LE CHAMP MAGNETIQUE EST ORIENTE SELON L'AXE DU SRR [6].	26
FIGURE 1.8 : LA STRUCTURE PROPOSEE PAR D. SMITH QUI COMBINE LES FILS MINCES ET LES SRR POUR AVOIR UN MILIEU DOUBLEMENT NEGATIF (METAMATERIAUX) [2].	27
FIGURE 1.9 : EXEMPLE DE LA PERMITTIVITE ET DE LA PERMEABILITE D'UN RESEAU CONSTITUE DE FILS MINCES ET DE SRR, ON OBSERVE L'EXISTENCE D'UNE BANDE DE FREQUENCES ENTRE 8.5 ET 9 GHz OU LES DEUX SONT NEGATIVES [6].	27
FIGURE 1.10 : MODELE DE TRONÇON DE LIGNE CLASSIQUE (MAIN DROITE) AVEC PERTES.	28
FIGURE 1.11 : MODELES DE TRONÇONS DE LIGNE DUALE (MAIN GAUCHE) AVEC PERTES.	28
FIGURE 1.12 : DIAGRAMMES DE DISPERSION CORRESPONDANT AUX DEUX CAS IDEAUX DE LIGNES MAIN GAUCHE ET DE LIGNE MAIN DROITE.....	29
FIGURE 1.13 : MODELES DE TRONÇONS DE LIGNE CRLH : (A) SANS PERTES. (B) AVEC PERTES.....	29
FIGURE 1.14 : DIAGRAMME DE DISPERSION CORRESPONDANT A UNE LIGNE CRLH, SI $\Omega_1 \neq \Omega_2$ NOUS AVONS UN CAS NON EQUILIBRE (PRESENCE D'UNE BANDE INTERDITE), SI $\Omega_1 = \Omega_2$ NOUS AVONS UN CAS EQUILIBRE.	30
FIGURE 1.15 : PROTOTYPE DU METAMATERIAU 2D, LES RESONATEURS EN CUIVRE SONT GRAVES SUR UN SUBSTRAT EN FIBRE DE VERRE, LES RUBANS SONT GRAVES SUR LA FACE OPPOSEE [15].	31
FIGURE 1.16 : (A) SCHEMA DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL, LA FLECHE NOIRE REPRESENTE LE FAISCEAU μ ONDE QUI EST REFRACTE EN TRAVERSANT LE PRISME, UN DETECTEUR PERMET DE CALCULER L'ANGLE DE REFRACTION. (B) RESULTAT DE L'EXPERIENCE, PUISSANCE TRANSMISE EN FONCTION DE L'ANGLE POUR UN ECHANTILLON EN TEFLON (COURBE POINTILLEE) ET UN ECHANTILLON EN METAMATERIAUX (COURBE PLEINE), L'ANGLE DE REFRACTION EST POSITIF POUR LE TEFLON ET NEGATIF POUR LES METAMATERIAUX [15].	31
FIGURE 1.17 : CAS DE LA LENTILLE CLASSIQUE : (A) ELLE DOIT ETRE CONVEXE POUR FOCALISER LES ONDES. (B) LES ONDES EVANESCENTES DECROISSENT, LA RESOLUTION DE L'IMAGE EST MAUVAISE. CAS DE LA SUPERLENTILLE : (C) L'OBJET EST FOCALISE AVEC UNE LENTILLE PLANE. (D) LES ONDES EVANESCENTES S'AMPLIFIENT DANS LA LENTILLE, LA RESOLUTION DE L'IMAGE EST MEILLEURE.	32
FIGURE 1.18 : PRINCIPE DU CLOAKING, LES RAYONS CONTOURNENT LA SPHERE (OBJET) ET SE RECONSTRUISENT EN AVAL, UN OBSERVATEUR EN AVAL NE VOIT PAS L'OBJET. (A) VUE 2D, (B) VUE 3D [19].	32
FIGURE 1.19 : (A) STRUCTURE COPLANAIRE DE L'ANTENNE A RETRO-PROPAGATION. (B) DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE A 15 GHz [14].	33
FIGURE 1.20 : IMAGE DU PROTOTYPE DE LIGNE CRLH FABRIQUEE EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN ET COMPOSEE DE 7 CELLULES UNITAIRES [11].	33
FIGURE 1.21 : RESULTATS DES MESURES DE LA STRUCTURE DE LA FIGURE 1.20. (A) MAGNITUDE DES PARAMETRES S. (B) B EN FONCTION DE LA FREQUENCE [11].	34
FIGURE 1.22 : (A) PROTOTYPE D'UN COUPLEUR -3dB COMPOSE DE 3 CELLULES CRLH [22].	34
FIGURE 1.23 : (A) LAYOUT DE LA STRUCTURE MAIN GAUCHE BASEE SUR DES SRR GRAVES SUR LA FACE ARRIERE D'UNE LIGNE COPLANAIRE CHARGEE PAR DES FILS MINCES. (B) PARAMETRES S SIMULES (TRAIT FIN) ET MESURES (TRAIT GRAS) DE LA STRUCTURE [23].	35
FIGURE 1.24 : (A) TOPOLOGIE DU SRR CARRE CHARGE AVEC UNE DIODE VARACTOR. (B) PROTOTYPE DU FILTRE REALISE A PARTIR DE 2 CELLULES. (C) COEFFICIENTS DE TRANSMISSION MESURES EN FONCTION DE LA TENSION APPLIQUEE SUR LES DIODES.	36

FIGURE 1.25 : (A) CELLULE UNITAIRE CRLH VARIABLE A L'AIDE D'UN MEMS [28].	36
FIGURE 1.26 : (A) TOPOLOGIE DU DEPHASEUR CRLH UTILISANT LES FERROELECTRIQUES COMME MOYEN D'ACCORDABILITE [32].	36
FIGURE 2.1 : (A) CELLULE CRLH CLASSIQUE CONSTITUEE D'UNE IDC ET D'UN STUB CC ET IMPLEMENTEE EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN [36]. (B) SON CIRCUIT EQUIVALENT DETAILLE [37].	40
FIGURE 2.2 : CIRCUIT EQUIVALENT SIMPLIFIE DE LA CELLULE CRLH UNITAIRE.	41
FIGURE 2.3 : STRUCTURE DE LA LIGNE COPLANAIRE.	42
FIGURE 2.4 : CONFIGURATION DE LA CAPACITE INTERDIGITALE (IDC) EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN [39].	44
FIGURE 2.5 : STUB COPLANAIRE EN COURT-CIRCUIT.	45
FIGURE 2.6 : DESIGN DE LA STRUCTURE CRLH EQUILIBREE SOUS HFSS, CELLULE UNITAIRE AVEC LES LIGNES D'ACCES.	46
FIGURE 2.7 : PARAMETRES S ISSUS DE LA SIMULATION DE LA CELLULE CRLH EQUILIBREE.	47
FIGURE 2.8 : DIAGRAMME DE DISPERSION EXTRAIT DE LA SIMULATION DE LA CELLULE CRLH EQUILIBREE.	48
FIGURE 2.9 : CELLULE CRLH UNITE FABRIQUEE AVEC LES LIGNES D'ACCES ET LES CONNECTEURS SMA.	49
FIGURE 2.10 : COMPARAISON ENTRE LES PARAMETRES S ISSUS DE LA SIMULATION (TRAIT CONTINU) ET CEUX ISSUS DES MESURES (TRAIT AVEC CROIX) DE LA CELLULE CRLH EQUILIBREE.	49
FIGURE 2.11 : STRUCTURES UTILISEES POUR L'APPLICATION DE LA METHODE BIANCO ET PARODI [42] [43].	50
FIGURE 2.12 : (A) RESEAUX DE DEUX CELLULES CRLH ET (B) RESEAU DE TROIS CELLULES CRLH.	50
FIGURE 2.13 : PRINCIPE DE LA METHODE DE BIANCO ET PARODI APPLIQUEE AU CAS DE LA CELLULE CRLH.	51
FIGURE 2.14 : COMPARAISON ENTRE LES DIAGRAMMES EXTRAITS DES SIMULATIONS A PARTIR DE L'APPLICATION DE LA METHODE [43].	52
FIGURE 2.15 : DIAGRAMME EXTRAIT DE LA SIMULATION (TRAIT CONTINU) ET CELUI EXTRAIT DES MESURES (POINTILLE). LES DEUX DIAGRAMMES SONT EXTRAITS A PARTIR DE L'APPLICATION DE LA METHODE [43] SUR LES CIRCUITS DE 1 ET 2 CELLULES.	52
FIGURE 2.16 : DESIGN DE LA STRUCTURE CRLH NON EQUILIBREE SOUS HFSS, CELLULE UNITAIRE SYMETRIQUE AVEC LES LIGNES D'ACCES.	53
FIGURE 2.17 : PARAMETRES S ISSUS DE LA SIMULATION DE LA CELLULE CRLH NON EQUILIBREE.	54
FIGURE 2.18 : DIAGRAMME DE DISPERSION EXTRAIT DE LA SIMULATION DE LA CELLULE CRLH NON EQUILIBREE.	54
FIGURE 2.19 : SCHEMA ET REPONSE D'UN FILTRE PASSE BANDE COMPOSEE DE CSRR INSEREES DANS UN GUIDE D'ONDE [44].	56
FIGURE 2.20 : SCHEMA ET REPONSE D'UN FILTRE PASSE BANDE COMPOSE DE (A) ORR (B) SRR GRAVES DANS LA MASSE D'UNE LIGNE GCPW [46].	57
FIGURE 2.21 : STRUCTURE ET REPONSE D'UN FILTRE DUAL BANDES A BASE DE SRR MODIFIEES FABRIQUE EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN [50].	57
FIGURE 2.22 : SCHEMA ELECTRIQUE IDEAL D'UNE CELLULE MAIN GAUCHE SYMETRIQUE.	59
FIGURE 2.23 : SCHEMA ELECTRIQUE IDEAL DU RESONATEUR.	59
FIGURE 2.24 : RESULTAT DE SIMULATION ELECTRIQUE IDEALE DU FILTRE RESPECTANT LE GABARIT DEMANDE : M1 : 335 MHz (-0.02 dB), M2=255 MHz (-0.17 dB), M3=415 MHz (-0.07 dB), M4=185 MHz (-75 dB), M5=485 MHz (-58 dB).	60
FIGURE 2.25 : SCHEMA DU FILTRE IDEAL COMPLET CORRESPONDANT AU GABARIT.	60
FIGURE 2.26 : SCHEMA ELECTRIQUE (A) DES CELLULES 1 ET 3 (HYBRIDE) ET (B) DE LA CELLULE 2 (LH).	61
FIGURE 2.27 : DESIGN DES TROIS RESONATEURS ETUDIES ORR, SRR ET SR.	63
FIGURE 2.28 : CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUES DE LA CAPACITE ATC 100 A.	63
FIGURE 2.29 : CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUE DE L'INDUCTANCE ATC WL 0402 UTILISEES.	64
FIGURE 2.30 : DESIGN DE LA CELLULE 1 DU FILTRE SOUS HFSS.	65
FIGURE 2.31 : DESIGN DE LA CELLULE 1 SOUS MOMENTUM AVEC LES PORTS D'ACCES ET LES PORTS INTERNES POUR LE REPORT DES COMPOSANTS LOCALISES.	65
FIGURE 2.32 : COMPARAISON DE LA REPONSE ELECTRIQUE IDEALE ET DE LA COSIMULATION OPTIMISEE DE LA CELLULE 1.	66
FIGURE 2.33 : DESIGN SOUS MOMENTUM DE LA CELLULE 3 AVEC LE RESONATEUR GRAVE AU CENTRE, LES PADS DIMINUES DE TAILLE ET DEPLACES VERS LE CENTRE DU RESONATEUR.	67
FIGURE 2.34 : RESULTAT DE LA SIMULATION DU FILTRE COMPLET AVEC HFSS ET ADS/MOMENTUM, M1= 335 MHz (-1.7 dB), M2=275 MHz (-2.5 dB), M3=395 MHz (-2.8 dB), M4=185 MHz (-88dB), M5=485 MHz (-68 dB).	68
FIGURE 2.35 : LAYOUT DU FILTRE COMPLET.	68
FIGURE 2.36 : RESULTAT DE LA COSIMULATION REPRESENTANT L'ETUDE DE SENSIBILITE DE LA PERMITTIVITE A LA TEMPERATURE.	69
FIGURE 3.1 : PROCESSUS DE FABRICATION TECHNOLOGIQUE UTILISE POUR LA REALISATION DES STRUCTURES.	74
FIGURE 3.2 : SCHEMA EQUIVALENT SANS PERTES DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE A L'AIDE DU STUB EN CIRCUIT OUVERT.	76
FIGURE 3.3 : SCHEMA EQUIVALENT SIMPLIFIE DE LA CELLULE CRLH.	76
FIGURE 3.4 : STUB COPLANAIRE EN CIRCUIT OUVERT.	78
FIGURE 3.5 : (A) LA CELLULE CRLH CLASSIQUE. (B) LA CELLULE CRLH OPTIMISEE ; UN STUB EN CIRCUIT OUVERT EST AJOUTE DANS LE DESIGN.	78
FIGURE 3.6 : MEMS AVEC : (A) PONT SOUTENU PAR DEUX ANCRAGES [53]. (B) PONT SOUTENU PAR UN SEUL ANCRAGE (POUTRE) [54].	79

FIGURE 3.7 : (A) SCHEMA D'UN MEMS CAPACITIF EN SERIE ET (B) SON MODELE ELECTRIQUE [61].	81
FIGURE 3.8 : CELLULE CRLH (A) AVEC IDC. (B) AVEC LE REMPLACEMENT DES IDCs PAR DES MEMS.	82
FIGURE 3.9 : LE DESIGN DES DEUX CELLULES SOUS HFSS. (A) CAS CLASSIQUE. (B) CAS AVEC STUB CO.	82
FIGURE 3.10 : RESULTATS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DES DEUX STRUCTURES CRLH CLASSIQUE ET CRLH OPTIMISEE AVEC LE STUB CO.	83
FIGURE 3.11 : SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT UTILISE SOUS ADS POUR MODELISER LES STRUCTURES.	84
FIGURE 3.12 : RESULTATS DE LA SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE ET DU SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA STRUCTURE CRLH CLASSIQUE.	84
FIGURE 3.13 : RESULTATS DE LA SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE ET DU SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA STRUCTURE CRLH OPTIMISEE AVEC LE STUB OUVERT.	85
FIGURE 3.14 : CONSTANCE DE PHASE BA ISSU DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA CELLULE CRLH CLASSIQUE ET DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE A L'AIDE DU STUB OUVERT.	86
FIGURE 3.15 : RESULTATS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES SOUS HFSS DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE EN VARIANT LA LONGUEUR DU STUB OUVERT.	87
FIGURE 3.16 : CONSTANCE DE PHASE BA ISSU DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE AVEC LES DIFFERENTES LONGUEURS DU STUB OUVERT.	87
FIGURE 3.17 : LE DESIGN DE LA CELLULE AVEC LES MEMS SIMULEE SOUS HFSS.	88
FIGURE 3.18 : RESULTATS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA STRUCTURE CRLH AVEC MEMS A L'ETAT HAUT ET A L'ETAT BAS.	89
FIGURE 3.19 : (A) PLAQUETTE DE SILICIUM CONTENANT LES STRUCTURES FABRIQUEES. PHOTOGRAPHIES MEB DES STRUCTURES FABRIQUEES : (B) LA CELLULE CRLH CLASSIQUE ET (C) LA CELLULE OPTIMISEE AVEC LE STUB OUVERT, (D) LA STRUCTURE CRLH A BASE DE MEMS.	91
FIGURE 3.20 : COURBE C(V) ISSUE DES MESURES DU MEMS EN DC.	92
FIGURE 3.21 : RESULTATS DES MESURES DES DEUX STRUCTURES CRLH AVEC IDC, UNE SANS STUB CO ET L'AUTRE AVEC LE STUB CO.	93
FIGURE 3.22 : RESULTATS DES MESURES DES DEUX STRUCTURES CRLH AVEC LES MEMS A L'ETAT HAUT ET A L'ETAT BAS.	93
FIGURE 3.23 : IMAGE DU PROFILOMETRE OPTIQUE DE LA CELLULE CRLH AVEC MEMS FABRIQUEE.	95
FIGURE 3.24 : CONSTANCE DE PHASE BA ISSU DE LA MODELISATION DES MESURES DES DIFFERENTES CELLULES FABRIQUEES.	95
FIGURE 3.25 : PERTES TOTALES DES DIFFERENTES STRUCTURES SIMULEES ET MESUREES.	97
FIGURE 4.1 : CYCLE D'HYSTERESIS D'UN MATERIAU FERROELECTRIQUE.	100
FIGURE 4.2 : PROPRIETES DES CLASSES CRISTALLINES SELON LEUR SYMETRIE.	101
FIGURE 4.3 : EVOLUTION DE LA PERMITTIVITE D'UN MATERIAU FERROELECTRIQUE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE.	102
FIGURE 4.4 : SCHEMA DE PRINCIPE DE LA PULVERISATION CATHODIQUE RF.	104
FIGURE 4.5 : VARIATION DE LA PERMITTIVITE ET DE LA TEMPERATURE DE CURIE DANS UN MATERIAU BST POUR LES DIFFERENTES TENEURS EN BARIUM [75].	104
FIGURE 4.6 : PREPARATION DES SUBSTRATS ET DEPOT DU FILM MINCE DE BST.	105
FIGURE 4.7 : DIFFRACTOGRAMMES X DE Si ET Si/BST [77].	106
FIGURE 4.8 : MICROGRAPHIE MEB DU FILM BST DEPOSE SUR SILICIUM [77].	106
FIGURE 4.9 : IMAGE AFM DE LA SURFACE DU FILM DE BST [77].	106
FIGURE 4.10 : INSOLATEUR LASER HEIDELBERG DWL 200 UTILISE POUR LA GRAVURE.	107
FIGURE 4.11 : (A) SCHEMA DES CAPACITES MIM FABRIQUEES SOUS FORME DE PATCHS CARRES ET CIRCULAIRES. (B) IMAGE DE MICROSCOPE OPTIQUE DES STRUCTURES FABRIQUEES.	108
FIGURE 4.12 : BANC DE MESURE BASE SUR UNE STATION SOUS POINTE SIGMATONE ET UN ANALYSEUR D'IMPEDANCE AGILENT 4294A UTILISE POUR LES MESURES DES CAPACITES MIM.	108
FIGURE 4.13 : LA CAPACITE Cs ET LA RESISTANCE Rs EXTRAITES EN FONCTION DE LA TENSION DE POLARISATION POUR LES DIFFERENTES CAPACITES MIM MESUREES (1 MHz).	109
FIGURE 4.14 : PERMITTIVITE ET PERTES DIELECTRIQUES DU BST EXTRAITES EN FONCTION DE LA TENSION DE POLARISATION POUR LES DIFFERENTES CAPACITES MIM MESUREES (1 MHz).	110
FIGURE 4.15 : VUE TRANSVERSALE DE LA LIGNE COPLANAIRE DEPOSEE SUR LE SUBSTRAT Si/SiO ₂ /Si ₃ N ₄ .	110
FIGURE 4.16 : PERMITTIVITE EFFECTIVE ET PERTES DIELECTRIQUES EXTRAITES DES CARACTERISATIONS DES LIGNES COPLANAIRES SUR LES DIFFERENTS ECHANTILLONS.	111
FIGURE 4.17 : PERMITTIVITE EFFECTIVE EXTRAITE EN FONCTION DE LA POLARISATION ET DE LA FREQUENCE DES LIGNES COPLANAIRES DEPOSEES SUR (A) BST/Al ₂ O ₃ (B) BST/MgO (C) BST/Si ₃ N ₄ /SiO ₂ /Si (D) BST/SiO ₂ /Si.	112
FIGURE 4.18 : PHOTOGRAPHIE DE LA CAPACITE IDC MESUREE.	113
FIGURE 4.19 : CAPACITE ET RESISTANCE APPARENTES ISSUES DES MESURES DES IDC SOUS POLARISATION POUR LES ECHANTILLONS (A) MgO/BST ET (B) Al ₂ O ₃ /BST.	114
FIGURE 4.20 : (A) VUE TRANSVERSALE ET (B) IMAGE MICROSCOPIQUE EN MESURE SOUS POINTES DE LA CAPACITE MIM RF.	115

FIGURE 4.21 : MODELE ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA CAPACITE MIM RF PROPOSEE.....	116
FIGURE 4.22 : (A) CAPACITE APPARENTE ET (B) RESISTANCE TOTALE EXTRAITES SOUS POLARISATION DE LA CAPACITE MIM RF.	116
FIGURE 4.23 : VUE DE DESSUS DES DEUX CAPACITES MIM RF REALISEES (DUT1 ET DUT2).	117
FIGURE 4.24 : PERMITTIVITE ET PERTES DU BST, EXTRAITES A PARTIR DES MESURES SUR LES DEUX CAPACITES MIM RF DE RAYONS INTERNES DIFFERENTS.	118
FIGURE 4.25 : COMPARAISON ENTRE LA COURBE DES MESURES ET LES COURBES DES SIMULATIONS AVEC ϵ_r DU BST PARAMETREE POUR LA CAPACITE IDC SUR LES ECHANTILLONS Al_2O_3 ET MGO.	119
FIGURE 4.26 : SCHEMA ET CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUES DE LA CELLULE CRLH AGILE ETUDIEE.	123
FIGURE 4.27 : LA PHASE DE S_{21} MESURE DE LA CELLULE CRLH UNITAIRE EN FONCTION DE LA TENSION APPLIQUEE.	123
FIGURE 4.28 : DIAGRAMMES DE DISPERSION DE LA CELLULE CRLH FABRIQUE SUR SUBSTRAT BST/ Al_2O_3 A CHAMP NUL ET POLARISEE.	124
FIGURE 4.29 : RESONATEURS SRR CHARGES SUR UNE LIGNE COPLANAIRE, LA STRUCTURE EST REALISEE SUR UN SUBSTRAT BST/ Al_2O_3	125
FIGURE 4.30 : RESULTATS DE MESURE DE LA STRUCTURE SRR REALISEE SUR SUBSTRAT BST/ Al_2O_3	125

Liste des Tableaux

TABLEAU 2.1 : DIMENSIONS DES ELEMENTS DE LA CELLULE CRLH UNITAIRE EQUILIBREE.....	48
TABLEAU 2.2 : VALEURS DES COMPOSANTS DU SCHEMA ELECTRIQUE DU FILTRE CONÇU.....	61
TABLEAU 2.3 : SYNTHÈSE DES IMPEDANCES SELON LES SUBSTRATS ET LES DIMENSIONS DES LIGNES.	62
TABLEAU 2.4 : VALEURS ET DIMENSIONS DES ELEMENTS OPTIMISES APRES SIMULATION CELLULE PAR CELLULE.	67
TABLEAU 2.5 : VALEURS ET DIMENSIONS DES ELEMENTS OPTIMISES APRES SIMULATION DU FILTRE COMPLET.	67
TABLEAU 2.6 : VALEURS DE LA PERMITTIVITE DE LA CERAMIQUE A DIFFERENTES TEMPERATURES.....	69
TABLEAU 2.7 : COMPARAISON ENTRE LES PERFORMANCES DU FILTRE CONÇU EST CELLE IMPOSEE DANS LE CAHIER DES CHARGES.	70
TABLEAU 3.1 : VALEURS DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT AUX SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA CELLULE CRLH CLASSIQUE ET DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE A L'AIDE DU STUB OUVERT.....	85
TABLEAU 3.2 : FREQUENCES CARACTERISTIQUES DU DIAGRAMME DE DISPERSION CALCULEES A PARTIR DES RESULTATS DE SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA CELLULE CRLH CLASSIQUE ET DE LA CELLULE CRLH OPTIMISEE A L'AIDE DU STUB OUVERT.....	86
TABLEAU 3.3 : VALEURS DE C_R ISSUES DU SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT AUX SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DES CELLULES CRLH AVEC DIFFERENTES LONGUEURS DU STUB OUVERT.	87
TABLEAU 3.4 : RECAPITULATION DES DIFFERENTES VALEURS DE C_R , DES FREQUENCES CARACTERISTIQUES DU DIAGRAMME DE DISPERSION ET DES POURCENTAGES D'AGILITE CALCULEES A PARTIR DES RESULTATS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DES CELLULES CRLH ETUDIEES PRECEDEMMENT.	88
TABLEAU 3.5 : VALEURS DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT AUX SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DE LA CELLULE CRLH AVEC MEMS A L'ETAT HAUT ET A L'ETAT BAS.....	89
TABLEAU 3.6 : COMPARAISON ENTRE LES VALEURS THEORIQUES ET LES VALEURS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DES CAPACITES DES MEMS.	90
TABLEAU 3.7 : FREQUENCES CARACTERISTIQUES DU DIAGRAMME DE DISPERSION CALCULEES A PARTIR DES RESULTATS DE SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES DES CELLULES A BASE DES MEMS.	90
TABLEAU 3.8 : VALEURS DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT AUX RESULTATS DES MESURES DES DIFFERENTES STRUCTURES DE LA CELLULE CRLH.	94
TABLEAU 3.9 : COMPARAISON ENTRE LES VALEURS DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES ET LES VALEURS DES MESURES DES CAPACITES DES MEMS.	94
TABLEAU 3.10 : LES FREQUENCES CARACTERISTIQUES DU DIAGRAMME DE DISPERSION ET LES POURCENTAGES D'AGILITE CALCULES A PARTIR DES RESULTATS DES MESURES DES DIFFERENTES CELLULES ETUDIEES.	96
TABLEAU 4.1 : PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUE DU BST EXTRAITES A PARTIR DES MESURES EFFECTUEES SUR CAPACITES MIM RF.	118
TABLEAU 4.2 : RECAPITULATIF DES RESULTATS OBTENUS PAR EXTRAPOLATION DES RESULTATS DE MESURES ET DE SIMULATIONS. ...	120
TABLEAU 4.3 : FREQUENCES CARACTERISTIQUES DU DIAGRAMME DE DISPERSION CALCULEES A PARTIR DES RESULTATS DE MESURES DE LA CELLULE CRLH REALISEE SUR BST/AL ₂ O ₃ DANS LE CAS POLARISE ET NON POLARISE.	124

Introduction générale

Actuellement, le domaine des communications sans fils connaît une croissance phénoménale au point d'être le premier marché des semi-conducteurs. Ce domaine qui a été pendant longtemps réservé à des applications spécialisées, notamment militaires, est devenu un marché important de grand public. Plusieurs applications ont ainsi émergées, nous pouvons citer comme exemple les Smartphones, le GPS, le WIFI et les radars d'aide à la conduite.

Si nous prenons l'exemple des Smartphones, nous observons la présence d'un nombre croissant de protocoles et de standards de communication sans fils pour satisfaire les différents besoins des consommateurs (GSM, 3G, Wifi, Bluetooth, GPS). Pour être utiles, pratiques et rentables, les différents systèmes doivent être conçus pour être miniatures, mais aussi selon une architecture unique, agile en fréquence, qui va permettre la suppression de plusieurs éléments de filtrage et d'amplification redondants. Le but est de réduire l'encombrement, la consommation d'énergie et les coûts.

Dans ce contexte, les métamatériaux ont été largement étudiés pour leurs potentialités à créer de nouvelles propriétés électromagnétiques et à miniaturiser les circuits RF. En effet, les métamatériaux sont une structuration métallo-diélectrique qui présente, face à une onde électromagnétique qui les traverse, une permittivité et une perméabilité effectives toutes deux négatives, cette propriété unique permet de concevoir des circuits microondes à une échelle réduite par rapport aux circuits classiques.

D'un autre côté, l'intégration des composants passifs agiles est devenue une tendance technologique pour diminuer l'encombrement des circuits RF. Plusieurs techniques permettent de réaliser la fonction d'agilité. Deux d'entre elle font l'objet d'étude dans cette thèse. Les MEMS RF, qui sont des microsystèmes comprenant un élément mécanique capable d'être déplacé sous l'effet d'un champ électrique dans le but de réaliser une fonction de commutation. Puis, le BST qui est un matériau ferroélectrique, sa permittivité est variable en fonction du champ électrique appliqué, ce qui permet de concevoir des composants agiles.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte et concerne l'exploration des métamatériaux et des techniques d'agilité basées sur les MEMS et le BST pour la conception de circuits RF miniatures et reconfigurables.

Le premier chapitre est consacré à un rappel de la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu doublement négatif (métamatériaux). Puis, nous exposons les deux approches utilisées pour la synthèse et la conception des métamatériaux, à savoir, l'approche des lignes de transmission main gauche et l'approche des fils et résonateurs. Enfin, nous citons quelques exemples d'application des métamatériaux et des réalisations de métamatériaux accordables.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons des exemples de réalisation de circuits RF planaire en utilisant les métamatériaux. Dans la première partie, nous mettons en évidence expérimentalement le cas équilibré et le cas non équilibré d'un métamatériau selon l'approche des lignes de transmission CRLH. Le cas équilibré permet la réalisation de circuit avec une bande de transmission unique, le cas non équilibré permet d'avoir deux bandes de transmission ; une bande gauche et une droite, ce qui permet, par exemple, la réalisation de filtre double bande. Dans la seconde partie, nous présentons les résultats d'une étude de faisabilité et conception d'un filtre passe bande destiné à une application spatiale. Le défi de ce filtre réside dans le degré de miniaturisation imposé dans le cahier des charges couplé à de fortes exigences sur la planitude de la bande passante et la rejection hors bande. L'utilisation d'une approche hybride rassemblant les lignes CRLH et des résonateurs était la solution explorée. Le filtre est conçu selon une méthodologie expérimentale basé sur des optimisations à l'aide des logiciels de simulation. Les différents circuits présentés dans ce chapitre ont été conçus en technologie PCB.

Le troisième chapitre traite l'optimisation d'une cellule unitaire de métamatériaux selon l'approche CRLH par l'ajout d'un nouveau degré de liberté. Un stub capacitif est ajouté dans le design de cette cellule pour permettre le contrôle de la capacité parallèle du circuit équivalent de la cellule. Cette solution permet un meilleur contrôle du diagramme de dispersion de la structure et donc de sa réponse pour une application donnée. Dans la seconde partie de ce chapitre, des MEMS RF ont été introduits dans la cellule CRLH pour pouvoir commuter entre deux valeurs distinctes de la capacité série dans le circuit équivalent de la cellule. La structure est rendue agile, elle produit deux réponses distinctes du diagramme de dispersion. Les circuits présentés dans ce chapitre ont été réalisées en technologie Silicium.

Enfin, au quatrième chapitre, nous explorons une autre méthode d'agilité basée sur l'utilisation des ferroélectriques. Des couches minces de BST ont été déposées sur des substrats différents, nous avons proposé des structures de test qui ont permis de caractériser le BST en DC et en RF pour extraire sa permittivité, ses pertes et son accordabilité. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons des résultats expérimentaux de réalisations de structures en métamatériaux accordables par l'utilisation du BST.

Chapitre 1

Théorie des métamatériaux et domaines d'application

1.1 Introduction

Les métamatériaux, également appelés « matériaux main gauche », sont une structuration métallo-diélectrique périodique artificielle à une échelle inférieure à la longueur d'onde qui présente des propriétés électromagnétiques non accessibles dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives. La première théorie concernant leurs propriétés électromagnétiques a été introduite par le chercheur russe Veselago en 1964 [1]. Depuis, ce sujet a connu une longue hibernation jusqu'en 2000, où une première réalisation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith [2]. Depuis, les métamatériaux n'ont cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés (filtre dual bande, ligne à avance de phase).

Ce premier chapitre dresse un rappel théorique de la propagation électromagnétique dans les métamatériaux en partant des équations de Maxwell. L'origine des propriétés est ainsi définie. Les différentes méthodes d'étude et de synthèse des métamatériaux sont exposées. La méthode basée sur les réseaux de fils et les résonateurs a permis de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative. La méthode duale de la théorie des lignes de transmission a permis l'émergence des structures métamatériaux planaires. Enfin, des exemples des domaines d'application des métamatériaux sont exposés, ces domaines couvrent la propagation en espace libre ainsi que la propagation guidée. Des exemples d'application de métamatériaux reconfigurables sont également dressés.

1.2 Propagation

électromagnétique dans un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme [1]:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{et} \quad \nabla \times H = -\frac{\partial D}{\partial t} \quad (1.1)$$

Avec :

$$B = \mu H \quad \text{et} \quad D = \varepsilon E \quad (1.2)$$

E représente le champ électrique, H le champ magnétique, B l'induction magnétique et D l'induction électrique, μ la perméabilité magnétique, ε la permittivité électrique avec :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (1.3)$$

ε_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation, ε_0 et μ_0 représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.

Pour une onde plane qui se propage selon la direction z , un caractère ondulatoire ($e^{j\omega t}$) et propagatif ($e^{-\gamma z}$) sont associés aux champs électromagnétiques E et H . L'équation de propagation s'écrit alors:

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{et} \quad H = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (1.4)$$

La variation des champs E et H étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique dans un but de simplification.

E_0 représente l'amplitude du champ électrique, ω la pulsation qui est définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (1.5)$$

avec f la fréquence.

Dans l'équation de propagation (1.4), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1.6)$$

avec α l'atténuation, β la constante de phase.

Selon la forme de la constante de propagation γ on définit trois cas :

La valeur de γ est purement réelle : $\gamma = \alpha$, l'onde électromagnétique est évanescente, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation.

La valeur de γ est purement imaginaire : $\gamma = j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative.

La valeur de γ est complexe : $\gamma = \alpha + j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative avec un terme de pertes.

Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations (1.4):

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \quad \text{et} \quad H = H_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \quad (1.7)$$

Avec k le nombre d'onde, sachant que dans l'hypothèse d'une propagation TEM :

$$\beta = k \quad (1.8)$$

A partir des équations (1.1), (1.2) et (1.7), on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme:

$$k \times E = \omega \mu H \quad \text{et} \quad k \times H = -\omega \varepsilon E \quad (1.9)$$

1.3 Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux)

A partir de l'équation (1.9), nous pouvons déduire qu'avec ε et μ simultanément positives, les vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre direct ou main droite (Figure 1.1.a). Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.10)$$

Par conséquent $\vec{S}$ et $\vec{k}$ suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où ε et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure 1.1.b). C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago [1]. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de métamatériau. Ces propriétés seront exposées par la suite.

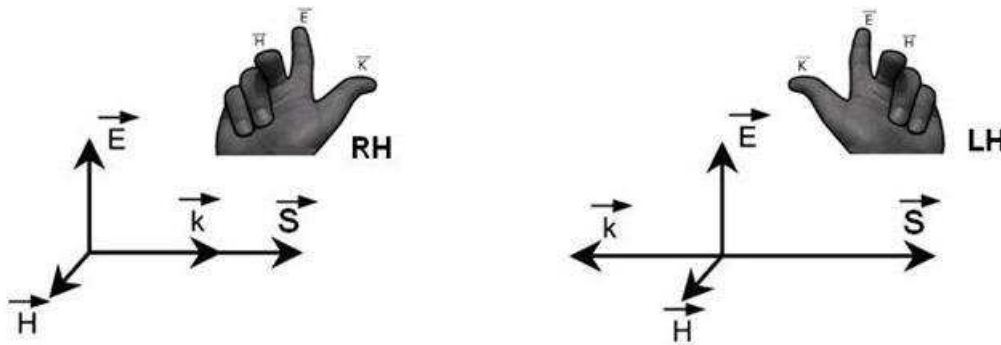


Figure 1.1 : (a) Trièdre direct (matériaux main droite) et (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)

En général, la réponse électromagnétique d'un matériau quelconque face à une onde électromagnétique incidente est déterminée par ses deux paramètres intrinsèques ϵ_r et μ_r . Donc, selon les signes de ϵ_r et μ_r , quatre combinaisons sont possibles. La Figure 1.2 représente les différents types de matériaux selon ces combinaisons.

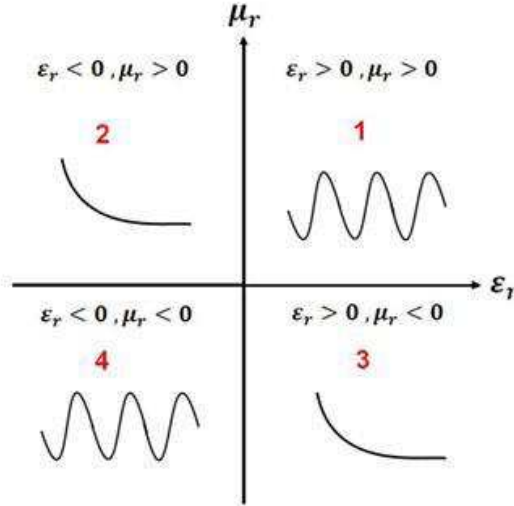


Figure 1.2 : Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)

Les cadrans 1 et 4 sont les zones qui satisfont l'équation de propagation (1.9), l'onde est donc propagative. Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$ (main droite) représente le cas des matériaux classique comme les diélectriques. Le cas où $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ (main gauche) représente le cas des métamatériaux.

Les zones 2 et 3 sont des zones où l'onde ne se propage pas (onde évanescence). Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r < 0$ représente le cas des ferrites. Le cas où $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r > 0$ représente le cas des plasmas. Revenons au cas qui nous intéresse (cadrant 4), comme noté auparavant, les métamatériaux appelés également matériaux main gauche ou encore matériaux doublement négatifs n'existent pas dans la nature.

La vitesse de phase est définie par l'équation (1.11) et la vitesse de groupe par l'équation (1.12).

$$v_\varphi = \frac{\omega}{k} \quad (1.11)$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (1.12)$$

Le fait que les trois vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées:

$$\text{Milieu main droite :} \quad v_\varphi > 0 \text{ (k>0)} \quad \text{et} \quad v_g > 0 \quad (1.13)$$

$$\text{Milieu main gauche :} \quad v_\varphi < 0 \text{ (k<0)} \quad \text{et} \quad v_g > 0 \quad (1.14)$$

Le fait que ϵ_r et μ_r soit toutes les deux négatives implique que l'indice de réfraction n du milieu est négatif, car:

$$n = \pm\sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (1.15)$$

Cela provoque l'inversion de la loi de Snell-Descartes, car lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente [1] (Figure 1.3).

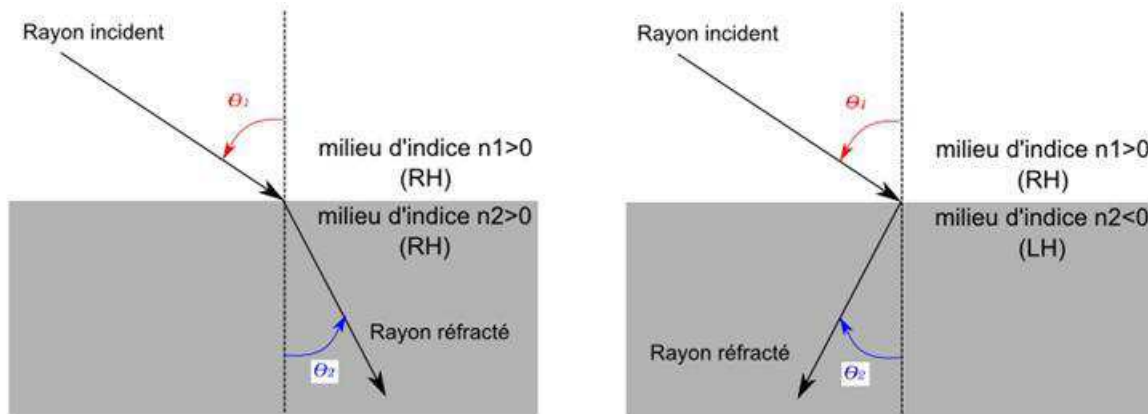


Figure 1.3 : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif), (b) vers un milieu main gauche (angle négatif).

Les matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus, comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion de l'effet Cerenkov et l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement [1].

1.4 Synthèse des métamatériaux

1.4.1 Approche résonateurs et fils minces

La réalisation pratique du premier métamatériau a été obtenue grâce à l'évolution en trois étapes. D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif.

1.4.1.1 Milieu à permittivité négative

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de Drude :

$$\epsilon_r(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f^2 + j f_c f} \quad (1.16)$$

Avec f_{pe} la fréquence plasma électrique donnée par l'équation (1.17), f_c est la fréquence de collision donnée par l'équation (1.18).

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{n e^2}{\epsilon_0 m_e}} \quad (1.17)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (1.18)$$

Avec n la densité d'électrons, e la charge élémentaire, m_e la masse, τ le temps de collision.

Si on considère le cas idéal dans l'équation (1.16), c'est-à-dire une partie imaginaire nulle, on déduit que les métaux présentent naturellement une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. Au vu des valeurs des éléments de l'équation (1.17), cette fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet. Par exemple, elle est de 2184 THz pour l'or, 3570 THz pour l'aluminium et 1788 THz pour le cuivre [3].

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [4][5]. La solution consiste à diluer le métal en créant un réseau périodique de fils minces métalliques séparés par de l'air (Figure 1.4), cela permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation (1.17) car il revient à définir un milieu effectif régi également par le modèle de Drude, où n devient n_{eff} (1.19). De plus, le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée, m_e devient m_{eff} (1.20).

$$n_{eff} = \frac{n \pi r^2}{a^2} \quad (1.19)$$

$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (1.20)$$

Avec n la densité d'électrons dans les tiges métalliques, r leur rayon et a l'espacement (le pas du réseau).

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique.

Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes. Un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un réseau de fils métalliques est présenté dans la Figure 1.5.

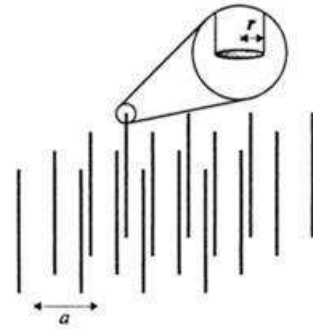


Figure 1.4 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [5].

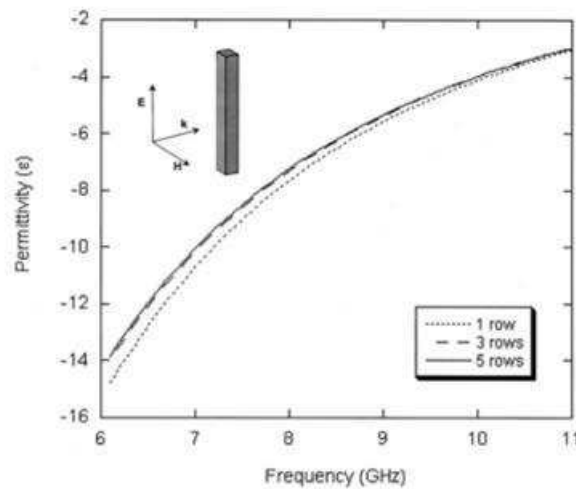


Figure 1.5 : Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [6].

1.4.1.2 Milieu à perméabilité négative

Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques. Pendry a proposé en 1999 un circuit appelé résonateur à anneau fondu (SRR) [7]. Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (Figure 1.6).

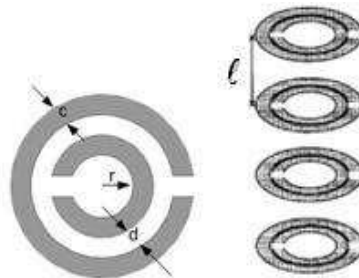


Figure 1.6 : Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [7].

La dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation (1.21).

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \quad (1.21)$$

Avec ω_m la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} la fréquence plasma magnétique, Γ les pertes métallique du SRR. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (Figure 1.6) à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3 l c_0^2}{\pi \ln(\frac{2c}{d}) r^3}} \quad (1.22)$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (1.23)$$

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_m et ω_{mp} .

Un exemple est présenté dans la Figure 1.7, la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.

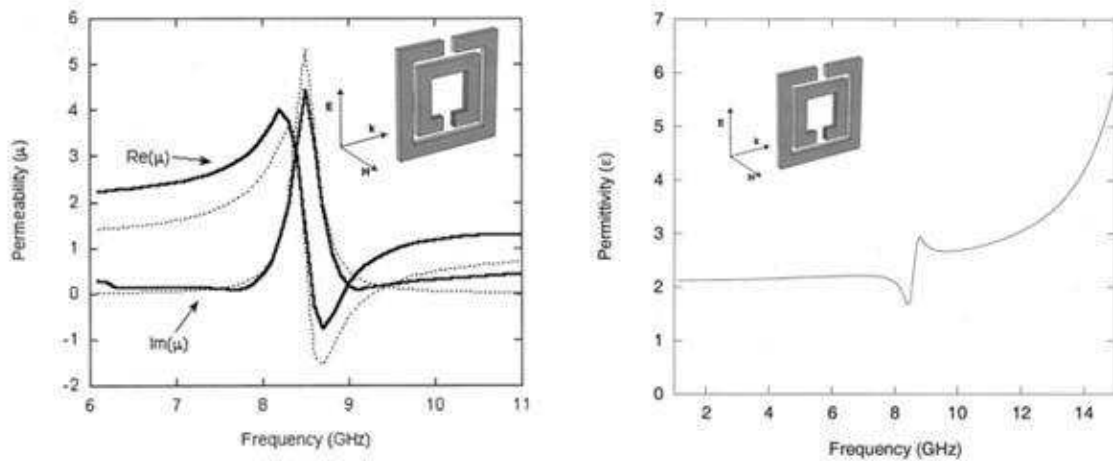


Figure 1.7 : (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR [6].

1.4.1.3 Milieu doublement négatif

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [7], [8], [9]. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRR (Figure 1.8). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé.



Figure 1.8 : La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériaux) [2]

La Figure 1.9 présente la permittivité et la perméabilité d'une structure faite de superposition du réseau de fil (Figure 1.4) et du réseau de SRR (Figure 1.6), cette superposition donne une bande de fréquence entre 8.5 et 9 GHz où ϵ et μ sont toutes deux négatives.

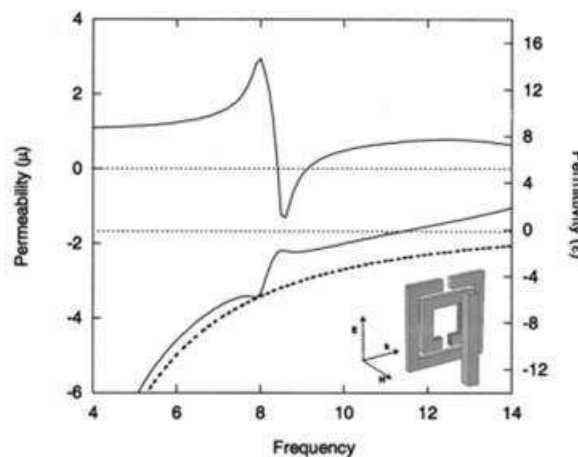


Figure 1.9 : Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de SRR, on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives [6].

Pour avoir une bonne adaptation d'impédance avec l'air, les valeurs de ϵ et μ doivent être proches comme le montre l'équation de l'impédance normalisée :

$$Z_n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \quad (1.24)$$

1.4.2 Approche lignes de transmission

En 2002, les deux groupes de recherche de C. Caloz, T. Itoh [10] [11] et G. Eleftheriades [12] [13] [14] ont introduit une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission. Cette approche permet d'exploiter pleinement les propriétés des métamatériaux dans le domaine des micro-ondes.

Cette approche a pris ses origines dans la théorie des lignes de transmission. En effet, une ligne de propagation classique en mode TEM peut être modélisée par un réseau de cellules

unitaires identiques mises en cascade. La longueur de la cellule unitaire (tronçon de ligne) est choisie petite devant la longueur d'onde. Dans le cas idéal, cette cellule est composée d'une inductance en série L_R et d'une capacité en parallèle C_R . Dans le cas réel, on ajoute un élément R lié aux pertes métalliques et un élément G lié aux pertes diélectriques (Figure 1.10).

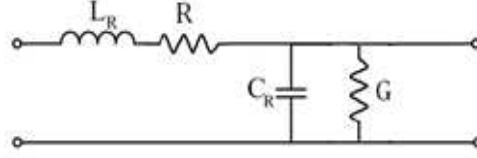


Figure 1.10 : Modèle de tronçon de ligne classique (main droite) avec pertes.

La constante de propagation dans la ligne s'écrit :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm\sqrt{ZY} \quad (1.25)$$

Avec Z l'impédance des éléments série et Y l'admittance des éléments parallèles. Dans le cas idéal on a :

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \quad (1.26)$$

La tension $V(z)$ et le courant $I(z)$ dans la ligne sont liés par les équations des télégraphistes :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -I(z) Z \quad \text{et} \quad \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -V(z) Y \quad (1.27)$$

Les équations de Maxwell pour une propagation selon z peuvent s'écrire :

$$\frac{\partial E(z)}{\partial z} = j\omega\mu H \quad \text{et} \quad \frac{\partial H(z)}{\partial z} = j\omega\epsilon E \quad (1.28)$$

Il est possible d'identifier les équations des télégraphistes (1.27) aux équations de Maxwell (1.28) en faisant correspondre la tension au champ électrique et le courant au champ magnétique, la permittivité et la perméabilité peuvent s'écrire alors :

$$\epsilon = \frac{Y}{j\omega} \quad \text{et} \quad \mu = \frac{Z}{j\omega} \quad (1.29)$$

La permutation dans le modèle électrique de la capacité et de l'inductance permet d'avoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives, c'est la topologie duale de la ligne de transmission classique qu'on appellera ligne de transmission main gauche (LH-TL) (Figure 1.11).

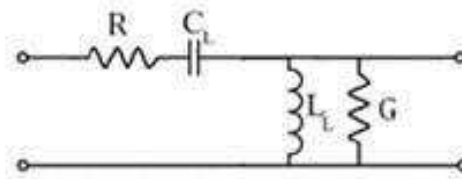


Figure 1.11 : Modèles de tronçons de ligne duale (main gauche) avec pertes.

Dans ce cas on a :

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad (1.30)$$

Le diagramme de dispersion de la ligne main droite est sous forme d'une droite compte tenu de la relation de dispersion (1.26), les vitesses de phase et de groupe définies par les équations (1.11) et (1.12) sont de même signe positif. Pour la ligne main gauche le diagramme est dispersif et β prend des valeurs négatives compte tenu de la relation de dispersion (1.30), dans ce cas les vitesses de phase et de groupe sont opposées. Le signe négatif de β permet d'avoir une vitesse de groupe toujours positif (la pente des courbes est toujours positive) ce qui correspond à un cas physique où l'énergie se propage dans une direction positive (Figure 1.12).

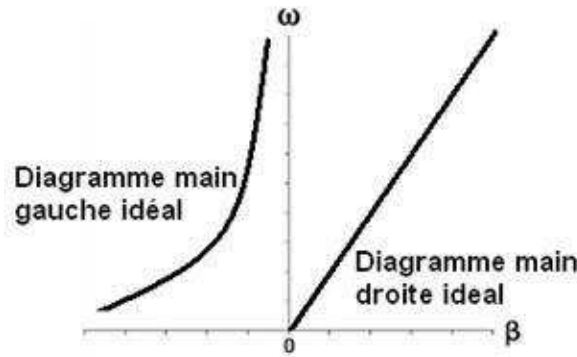


Figure 1.12 : Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite.

Dans la pratique, il est difficile d'avoir une ligne purement main gauche, car les éléments main gauche ont besoin d'interconnexions pour les relier ce qui fait intervenir automatiquement des tronçons de ligne classique et donc des éléments main droite. On parle alors dans le cas pratique d'une ligne composite main droite / main gauche ou ligne CRLH (Figure 1.13.a). La Figure 1.13.b représente le modèle CRLH après intégration des pertes.

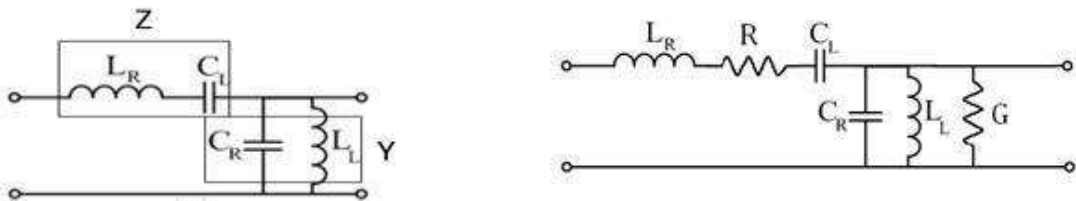


Figure 1.13 : Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) sans pertes. (b) avec pertes.

Dans le cas du modèle CRLH sans pertes, on a :

$$\beta = \pm \sqrt{\omega^2 L_R C_L + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)} \quad (1.31)$$

La valeur de β tend vers un comportement purement main gauche en basses fréquences et vers un comportement purement main droite vers les hautes fréquences. Une bande interdite peut exister entre les deux bandes de transmission main droite et main gauche (Figure 1.14).

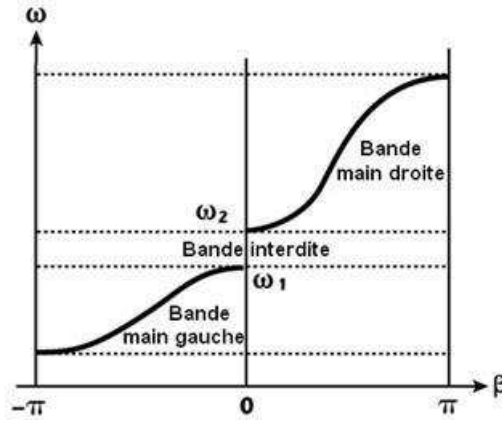


Figure 1.14 : Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH, si $\omega_1 \neq \omega_2$ nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si $\omega_1 = \omega_2$ nous avons un cas équilibré.

Les deux fréquences qui délimitent la bande interdite sont données par :

$$\omega_1 = \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \quad \text{et} \quad \omega_2 = \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \quad (1.32)$$

Cette bande interdite peut ne pas exister, la transmission est alors continue entre la bande main gauche et la bande main droite. Ce cas est appelé cas équilibré, il est produit lorsque $\omega_1 = \omega_2$, c'est à dire lorsque les deux résonnances du circuit sont égales :

$$\sqrt{L_R C_L} = \sqrt{L_L C_R} \quad (1.33)$$

1.5 Domaines d'application

1.5.1 Propagation en espace libre

La structure de la première démonstration d'un métamatériau proposée par Smith (Figure 1.8) était un réseau unidimensionnel ayant une permittivité et une perméabilité négatives. En 2001, R.A Shelby [15] a proposé une version bidimensionnelle de ce milieu (Figure 1.15). La structure est basée sur des SRR carrés en cuivre, imprimés sur l'une des faces d'un substrat en fibre de verre, des rubans fins en cuivre ont été gravés sur la face opposée. Les cellules ont été assemblées pour avoir une structure périodique sur deux dimensions. Un prisme a été fabriqué à l'aide de ces cellules (Figure 1.16.a), la propagation d'une onde électromagnétique à travers ce prisme produit un rayon réfracté d'un angle négatif ce qui a mis en évidence la réfraction négative de cette structure (Figure 1.16.b). Cette expérience a été reproduite par d'autres groupes de recherche [16] [17].

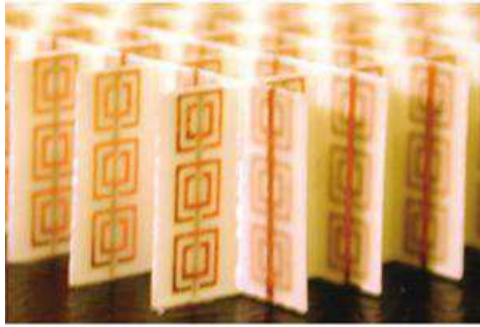


Figure 1.15 : Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [15].

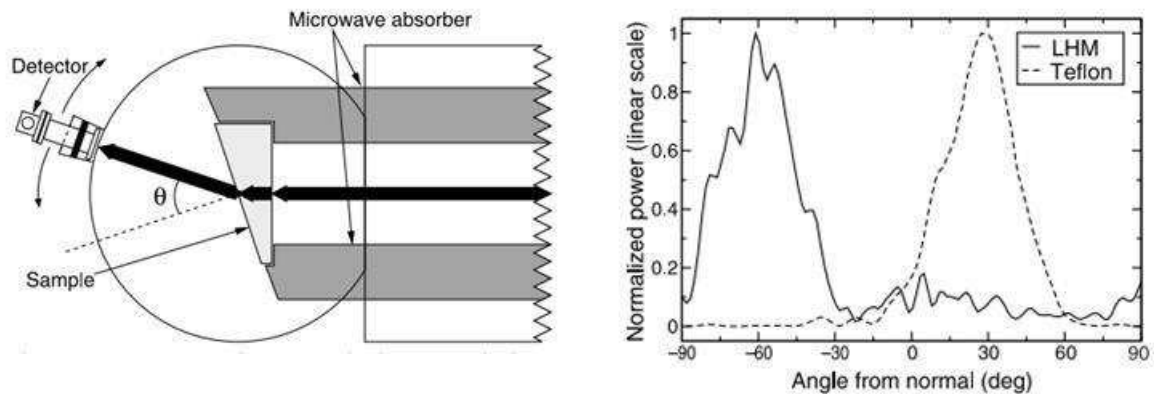


Figure 1.16 : (a) Schéma du dispositif expérimental, la flèche noire représente le faisceau ponde qui est réfracté en traversant le prisme, un détecteur permet de calculer l'angle de réfraction. (b) Résultat de l'expérience, puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Teflon (courbe pointillée) et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine), l'angle de réfraction est positif pour le Teflon et négatif pour les métamatériaux [15].

Dans le même sens, la réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde en utilisant une lentille plane. En effet, les métamatériaux font en sorte que les ondes électromagnétiques focalisent sur un point au lieu de dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit normalement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille à base de métamatériaux. D'un autre côté, les lentilles classiques ne peuvent pas voir des détails plus petits que la longueur d'onde électromagnétique. Par exemple, les atomes sont plus petits que les longueurs d'ondes de la lumière visible et ne peuvent donc pas être vus à l'aide d'un microscope optique. Cependant, comme les métamatériaux font que la lumière subit une diffraction inversée, ils permettent une « super-résolution » : ces lentilles main gauche plates sont capables de focaliser les ondes évanescentes, qui transportent des détails plus petit que les longueurs d'ondes d'un objet, d'où l'appellation « lentilles parfaites » ou « superlentilles » (Figure 1.17) [18].

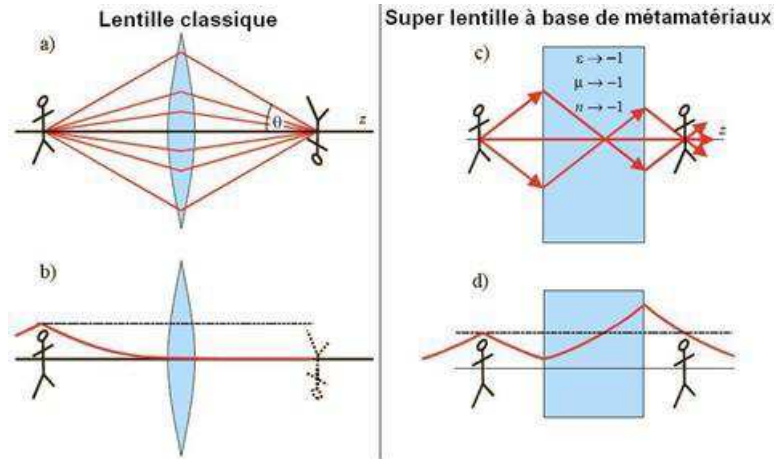


Figure 1.17 : Cas de la lentille classique : (a) elle doit être convexe pour focaliser les ondes. (b) les ondes évanescentes décroissent, la résolution de l'image est mauvaise. Cas de la superlentille : (c) l'objet est focalisé avec une lentille plane. (d) les ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure.

Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d'invisibilité ou « Cloaking » [19], cette structure vise à rendre un objet invisible en l'entourant d'un réseau de métamatériaux qui va détourner la lumière (où les ondes électromagnétiques en général) et permettre la reconstruction des fronts d'onde en aval de cet objet (Figure 1.18). Cette approche présente beaucoup d'intérêt notamment dans le domaine de la défense pour les applications de furtivité.

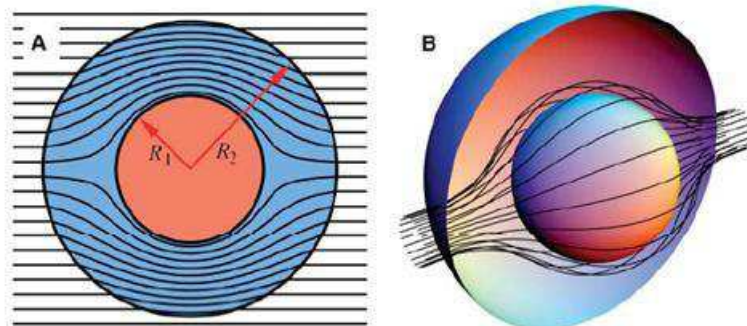


Figure 1.18 : Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D [19].

La caractéristique main gauche a été aussi utilisée dans le domaine des antennes, une structure fabriquée en technologie coplanaire basée sur l'approche CRLH a été présentée en tant qu'antenne. La cellule est composée d'un court-circuit (inductance parallèle) et de gap dans le signal (capacité série), cette cellule supporte la rétro-propagation [14] [13]. Un autre exemple de réfraction négative avec la possibilité de contrôler le diagramme de rayonnement d'une antenne en faisant varier l'indice de réfraction a été présenté [20].

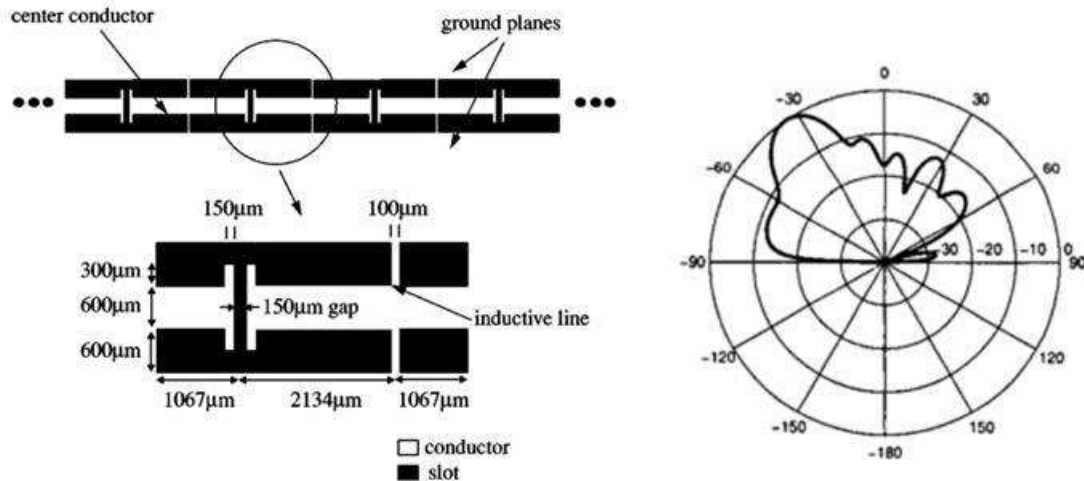


Figure 1.19 : (a) Structure coplanaire de l'antenne à retro-propagation. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne à 15 GHz [14].

1.5.2 Propagation guidée

Pour les structures micro-ondes guidées, plusieurs types d'applications ont été mises en œuvre. Pour les lignes de transmission, des prototypes de lignes CRLH ont été fabriqués. L'exemple de la Figure 1.20 montre une ligne constituée d'une mise en cascade de 7 cellules CRLH unitaires suffisamment petites devant la longueur d'onde. Les cellules sont implémentées en technologie micro-ruban sous forme d'éléments distribués (capacité IDC et stub court-circuité), le caractère main gauche ($\beta < 0$) a été mis en évidence expérimentalement, la partie main gauche s'étend sur une large bande allant de 1 à 3 GHz (Figure 1.21).

Ce type de ligne peut être utilisé dans le cas des déphaseurs pour ajouter une différence de phase négative, positive ou nulle selon la branche considérée et cela à l'aide de petites variations dans les éléments constitutifs sans changer la longueur globale du circuit. Ce type de circuit a aussi comme avantage la compacité par rapport aux déphaseurs classiques [21].

Pour les coupleurs, l'utilisation des lignes main gauche a pour avantage d'avoir un niveau de couplage plus élevé à distance égale par rapport à des lignes classiques. Un prototype a été réalisé en technologie micro-ruban (Figure 1.22) [22].

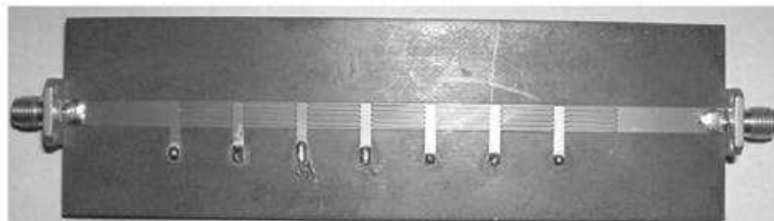


Figure 1.20 : Image du prototype de ligne CRLH fabriqué en technologie micro-ruban et composé de 7 cellules unitaires [11].

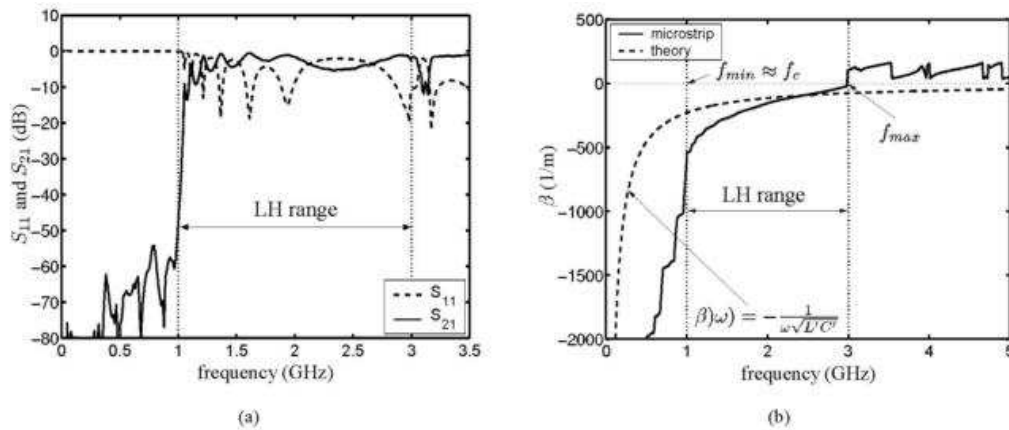


Figure 1.21 : Résultats des mesures de la structure de la Figure 1.20. (a) magnitude des paramètres S. (b) β en fonction de la fréquence [11].

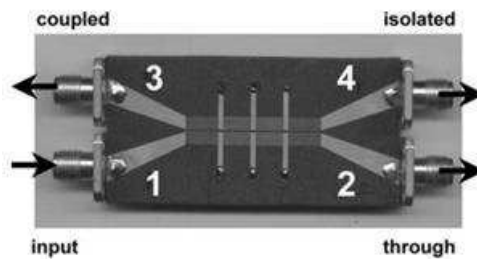


Figure 1.22 : (a) Prototype d'un coupleur -3dB composé de 3 cellules CRLH [22].

Dans le domaine des filtres, l'utilisation de l'approche CRLH dans son cas non équilibré permet d'envisager la conception de filtres dual-bande. Avec une même structure, on a une première bande de transmission main gauche et une seconde bande de transmission main droite. D'un autre côté, si le cas de la ligne CRLH est équilibré, des filtres passe bande à bande unique sont envisageables.

L'utilisation de l'approche basée sur les résonateurs présente également un grand avantage pour la conception des circuits micro-ondes planaires car celles-ci présentent de forts coefficients de qualité ce qui est très avantageux en terme de sélectivité et de compacité. Par contre cela s'avère handicapant au niveau de la largeur de bande et des pertes.

Le principe des SRR qui était utilisé pour la propagation en espace libre ou à l'intérieur de guides d'onde a été adapté aux circuits planaires [23]. Une structure composée d'une ligne coplanaire et de SRR gravés sur la face arrière du substrat a été proposée (Figure 1.23). Les résonateurs SRR produisent la perméabilité négative au voisinage de leur fréquence de résonance tandis que la ligne coplanaire est chargée par des fils métalliques étroits qui se comportent comme un plasma micro-onde et créent alors la permittivité négative. Cette structure a permis d'avoir une propagation négative dans une bande étroite de fréquence.

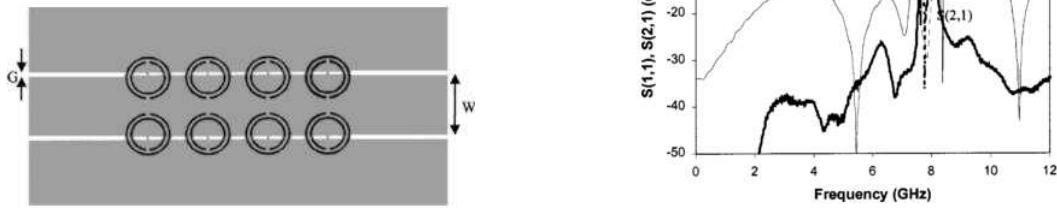


Figure 1.23 : (a) Layout de la structure main gauche basé sur des SRR gravés sur la face arrière d'une ligne coplanaire chargée par des fils minces. (b) paramètres S simulés (trait fin) et mesurés (trait gras) de la structure [23].

Basée sur le même principe, un filtre coupe bande miniature a été présenté dans [24]. Les résonateurs sont gravés sur la face arrière du substrat, mais la ligne coplanaire sur la face avant ne subit pas de discontinuités (pas de fils minces). La structure présente dans ce cas une perméabilité négative associée à une permittivité positive, ce qui crée une bande de rejection étroite au voisinage de la fréquence de résonance des SRR. Le fait de cascader des SRR de dimensions différentes qui résonnent à des fréquences espacées proches permet d'élargir la bande de rejection du filtre. Une version passe bande de ce filtre a été présentée par la même équipe de recherche dans [25]. Ces filtres ont l'avantage d'être extrêmement compacts et d'utiliser une technologie de fabrication facile.

1.5.3 Métamatériaux reconfigurables

Plusieurs équipes ont essayé de combiner l'approche des métamatériaux avec les techniques d'accordabilité connues pour concevoir des circuits micro-ondes accordables. Dans [26], les auteurs démontrent la possibilité de varier la fréquence de résonance d'un SRR en utilisant des diodes varactor. Cette structure a été utilisée pour la conception d'un filtre en technologie micro-ruban, les SRR variables ont été déposés de part et d'autre d'une ligne de signal. En raison de la proximité de la ligne, les SRR sont excités ce qui provoque une bande de réjection, le filtre composé de deux cellules présente sur plusieurs points de polarisation des réjections supérieures à 20 dB (Figure 1.24). Suivant le même principe d'utilisation de diode pour l'accordabilité, d'autres structures ont été proposées comme les déphaseurs [27].

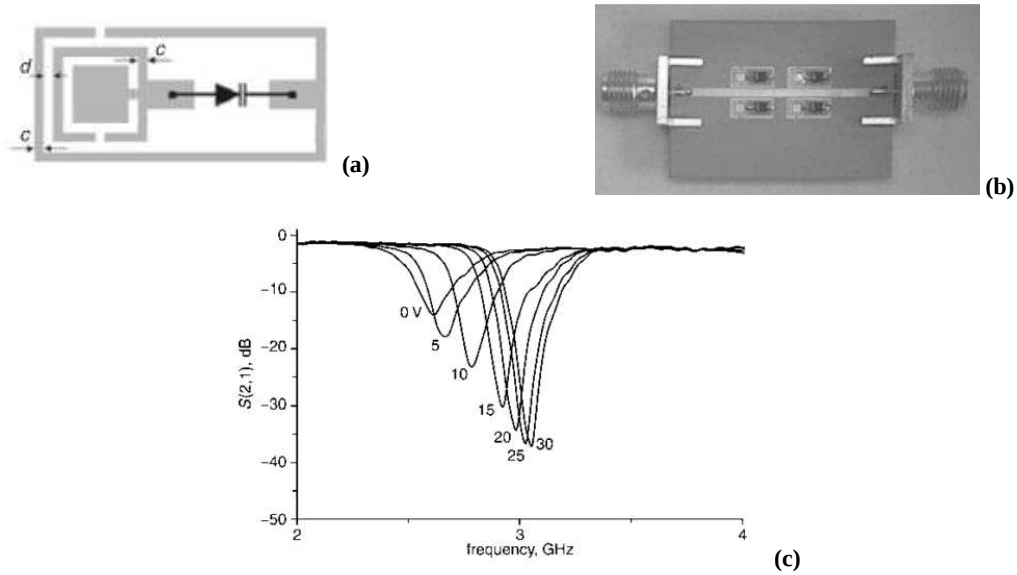


Figure 1.24 : (a) Topologie du SRR carré chargé avec une diode varactor. (b) prototype du filtre réalisé à partir de 2 cellules. (c) coefficients de transmission mesurés en fonction de la tension appliqué sur les diodes.

L'utilisation des MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems) afin de réaliser la fonction de reconfigurabilité a permis également de proposer plusieurs conceptions en métamatériaux. Une ligne CRLH en technologie coplanaire a été contrôlée à l'aide d'un MEMS série [28], le même auteur a proposé une autre structure fabriquée en technologie monolithique sur substrat en verre. Cette structure fournit simultanément un fonctionnement hautes fréquences, de faibles pertes et une bonne compacité, elle pourra servir pour la réalisation de plusieurs dispositifs: déphaseurs, antennes, diviseurs [29]. Un autre auteur a proposé une étude et un design d'un déphaseur à 3 états à base de cellules CRLH [30].

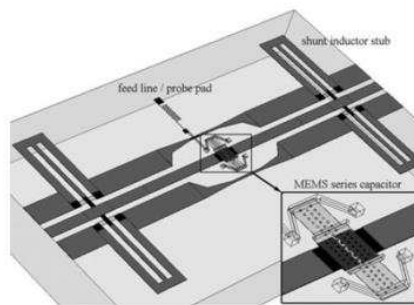


Figure 1.25 : (a) Cellule unitaire CRLH variable à l'aide d'un MEMS [28].

D'autres groupes se sont intéressés à l'accordabilité des circuits main gauche à l'aide des matériaux ferroélectriques, des déphaseurs ont ainsi été proposés [31], [32], [33].

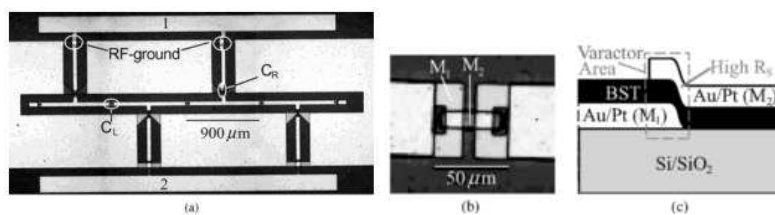


Figure 1.26 : (a) Topologie du déphaseur CRLH utilisant les ferroélectriques comme moyen d'accordabilité [32].

D'autres groupes ont étudié les métamatériaux accordables à l'aide du BST dans les fréquences centimétriques et millimétriques [34][35]. Dans [34], les auteurs ont présenté une structure CRLH équilibrée composée de ligne chargée par des capacités interdigitales en série et des inductances en parallèle. Cette structure présente une bande main gauche entre 8 GHz et 18 GHz suivie d'une bande main droite. La polarisation du BST a permis de varier les valeurs de la constante de propagation complexe de la structure.

1.6 Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de rappeler la théorie des métamatériaux en partant des équations de Maxwell. Nous avons pu démontrer théoriquement le sens physique de la propagation des ondes dans un milieu doublement négatif en décrivant quelques propriétés qui en découlent.

Nous avons décrit ensuite, les deux approches qui permettent de synthétiser les métamatériaux. L'approche initiale est basée sur les réseaux de fils et les résonateurs magnétiques, elle permet de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative en utilisant la théorie des plasmas avec un milieu à perméabilité négative en utilisant la théorie du magnétisme artificiel. La seconde approche basée sur la théorie des lignes de transmission a été exposée, elle assimile une cellule unitaire d'un réseau de métamatériaux à un tronçon de ligne de transmission main gauche modélisé par une capacité en série et une inductance en parallèle. Cette dernière approche a permis une évolution conséquente de l'ingénierie des métamatériaux pour la conception de circuits planaires.

Nous avons enfin cité quelques exemples d'application des métamatériaux, en propagation en espace libre et en propagation guidée. Des exemples d'application de métamatériaux reconfigurables à l'aide des diodes varactors, de matériaux ferroélectriques et de MEMS sont également exposés.

Chapitre 2

Conception de Structures métamatériaux planaires

2.1 Introduction

L'approche des métamatériaux basée sur la théorie des lignes de transmission a permis de développer l'ingénierie des circuits métamatériaux planaires. Dans ce chapitre, nous proposons la conception de deux structures planaires de démonstration.

Dans la première partie, nous présentons la méthode de synthèse et de conception d'une cellule CRLH composée d'une capacité interdigitale (IDC) en série et d'un stub en court-circuit (représentant l'inductance parallèle), cette structure est implémentée en technologie coplanaire. Nous mettons en évidence à partir de cette étude les deux cas du diagramme de dispersion, le cas équilibré et le cas non équilibré. Les procédures d'analyse théorique, de conception et d'optimisation ainsi que les circuits réalisés sont présentés. Ensuite une méthode différentielle est proposée pour l'extraction de la constante de propagation à partir des résultats.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons la procédure de conception d'un filtre passe bande miniature pour une application spatiale. Cette étude a été réalisée dans le cadre d'un projet pour un industriel. Le cahier des charges imposé est exigeant, le filtre est large bande avec une rejection hors bande élevée et une demande d'une forte miniaturisation. Nous avons proposé d'utiliser les métamatériaux pour cette étude de faisabilité pour leurs propriétés de miniaturisation. En combinant des cellules CRLH qui donnent des réponses large bande avec des résonateurs qui permettent de bonnes rejections, nous avons pu concevoir ce filtre. Les procédures de conception et d'optimisation ainsi que les résultats de simulation sont exposés.

2.2 Conception de structures CRLH : démonstration de la condition d'équilibre.

2.2.1 Exemple d'une Cellule CRLH unitaire

Plusieurs applications des métamatériaux basées sur l'approche CRLH ont été développées dans la littérature. La cellule unitaire CRLH composée d'une capacité interdigitale (IDC) et d'un stub court-circuité est largement utilisée. La structure est souvent implémentée sur circuit imprimé en technologie micro-ruban (Figure 2.1).

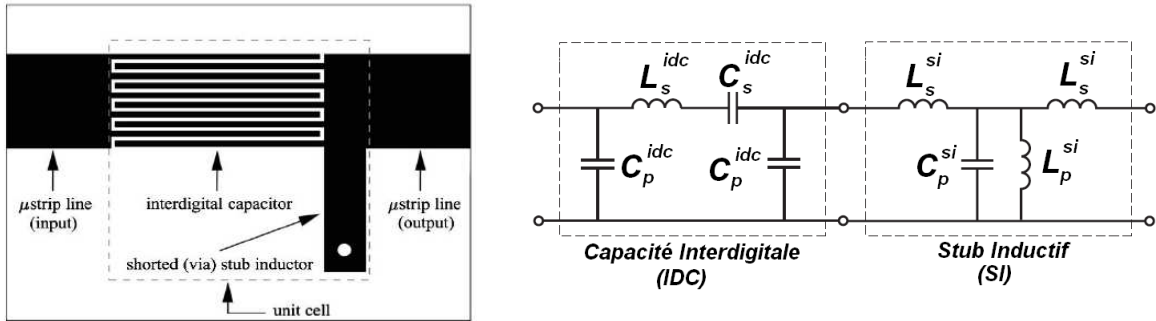


Figure 2.1 : (a) Cellule CRLH classique constituée d'une IDC et d'un stub cc et implémentée en technologie micro-ruban [36]. (b) Son circuit équivalent détaillé [37].

Le circuit équivalent détaillé de cette cellule unitaire est illustré dans la Figure 2.1. Le circuit proposé ne prend pas en compte les pertes (métalliques et diélectriques).

L'IDC est modélisée par les éléments suivants :

C_s^{idc} : Capacité série produite entre les doigts.

L_s^{idc} : Inductance parasite causée par les doigts.

C_p^{idc} : Capacité parallèle parasite produite entre l'IDC et la masse.

Le stub court-circuité quant à lui est modélisé par les éléments suivants:

L_p^{si} : Inductance produite par le stub

C_p^{si} : Capacité parallèle parasite produite entre le stub et la masse.

L_s^{si} : Inductance parasite produite par la jonction liant la ligne du signal au stub.

Ce modèle détaillé est simplifié par la suite pour arriver au modèle de la cellule CRLH sans pertes illustré dans la Figure 2.2. L'identification du modèle équivalent détaillé avec le modèle simplifié est faite en négligeant l'inductance L_s^{si} produite par la jonction [37]:

$$\begin{aligned}
 L_R &= L_s^{\text{idc}} \\
 C_R &= 2C_p^{\text{idc}} + C_p^{\text{si}} \\
 L_L &= L_p^{\text{si}} \\
 C_L &= C_s^{\text{idc}}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

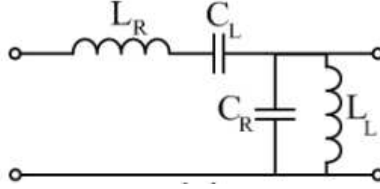


Figure 2.2 : Circuit équivalent simplifié de la cellule CRLH unitaire.

2.2.2 Conception d'une structure CRLH avec diagramme équilibré

2.2.2.1 Conditions d'équilibre, procédure d'analyse théorique.

On a vu dans le chapitre précédent qu'une ligne CRLH équilibrée se caractérise par un passage de la bande main gauche vers la bande main droite sans gap. Dans le modèle équivalent idéal de cette ligne (Figure 2.2), cette condition d'équilibre est donnée par :

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 \leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \tag{2.2}$$

Cette condition d'égalité de fréquences ω_1 et ω_2 présente également une condition d'adaptation d'impédance. En effet, les deux impédances, main gauche Z_L et main droite Z_R sont égales.

Avec :

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \qquad Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \tag{2.3}$$

De plus, pour garder une bonne adaptation par rapport aux lignes d'accès, on impose ces deux impédances égales à l'impédance caractéristique Z_c :

$$Z_c = Z_L = Z_R \tag{2.4}$$

Les équations (2.2), (2.3) et (2.4) permettent de retrouver les valeurs des composants du modèle équivalent (Figure 2.2) en imposant la valeur de la fréquence ω_0 et de l'un des quatre composants (C_L , C_R , L_L , L_R).

2.2.2.2 Procédure de conception

Il n'est pas évident d'obtenir le cas équilibré lors de la conception car les équations d'équilibre précédentes sont satisfaites pour des valeurs bien précises. Une modification légère de la valeur de l'un des composants constituant la cellule CRLH mène rapidement à un cas non équilibré. Cet équilibre est donc localisé et fragile. Lorsque l'on travaille avec les composants réels, cette difficulté est encore plus vraie car si on peut fixer les valeurs de quelques éléments comme la capacité série C_L et l'inductance parallèle L_L , les autres éléments (C_R , L_R) sont difficiles à contrôler car ils représentent des éléments parasites qui dépendent directement de la géométrie des éléments main gauche (C_L , L_L). La procédure de conception est donc focalisée sur la conception des éléments main gauche de notre cellule CRLH unitaire. Un processus de simulation et d'optimisation itératif est ensuite utilisé pour régler la structure et atteindre l'équilibre. Une description de la procédure suivie, des technologies et méthodes utilisées est exposée dans la suite.

Substrat :

Le substrat utilisé est une céramique organique de référence Taconic CER-10 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 9.5$, une épaisseur $h = 0.635$ mm et des pertes diélectriques égales à $\tan\delta = 0.0035$. Le substrat est métallisé sur ses deux faces avec une couche de cuivre d'une épaisseur de $18 \mu\text{m}$. La permittivité relative élevée de ce substrat permet de diminuer la longueur d'onde guidée et donc de miniaturiser les circuits. La valeur des pertes $\tan\delta$ est assez faible, ce qui permet de limiter les pertes d'insertion.

Topologie des lignes

La structure CRLH est réalisée avec la technologie coplanaire. Une ligne coplanaire est composée de trois rubans métalliques déposés sur un substrat diélectrique. Les deux rubans de l'extérieur représentent les plans de masse. Le ruban central représente la ligne du signal (Figure 2.3).

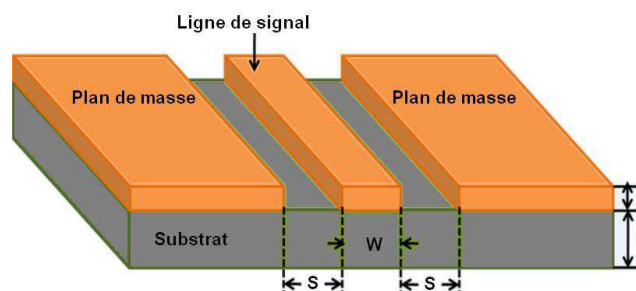


Figure 2.3 : Structure de la ligne coplanaire.

La ligne coplanaire supporte un mode de propagation quasi-TEM car les lignes des champs de l'onde se propagent dans un milieu non homogène composé du substrat et de l'air.

L'avantage de cette technologie réside dans la facilité de connexion d'éléments passifs, que ce soit en série ou en parallèle tout en évitant l'utilisation des trous traversant. De plus, cette

technologie est compatible avec les technologies planaires et permet le montage des composants en surface.

Dimensionnement des éléments

Les éléments de la structure sont choisis pour atteindre la condition d'équilibre. Considérons une fréquence centrale fixée à $f_0 = 1.2$ GHz et une impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. On va concevoir les éléments main gauche (C_L et L_L) de la structure à l'aide d'une IDC et d'un stub court-circuité. Les éléments main droite (C_R et L_R) sont des éléments parasites non contrôlables qui seront une conséquence de la géométrie de notre structure. On va imposer la valeur de C_L en prenant en compte les contraintes technologiques de la géométrie d'une capacité IDC, plus complexe par rapport à un stub court-circuité. Puis, à l'aide des équations (2.2), (2.3), (2.4), on trouve la valeur de L_L nécessaire pour concevoir le stub court-circuité. Cela permet dans un premier temps d'avoir un dimensionnement préliminaire de la cellule. Il reste nécessaire d'effectuer une optimisation par la suite pour atteindre la condition recherchée.

Ligne 50 Ω :

A partir des caractéristiques de notre substrat, les dimensions de la ligne du signal sont définies pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω . L'outil de synthèse Linecalc de Agilent est utilisé pour la synthèse. Plusieurs combinaisons de W (largeur de la ligne du signal) et de S (largeur du gap de la ligne) sont possibles. La combinaison retenue prend en compte les dimensions du connecteur SMA utilisé pour les mesures. Les valeurs synthétisées à l'aide de Linecalc sont $W=2.2$ mm et $G=0.5$ mm. Ces valeurs sont ensuite optimisées sous HFSS.

Capacité IDC :

Le modèle de capacité IDC en technologie coplanaire n'est pas disponible dans la bibliothèque de la version d'ADS utilisée. De plus nous n'avons pas trouvé dans la littérature une équation directe qui permet le calcul des éléments de la capacité IDC. Naghed et Wolff [38] ont proposé ce calcul en utilisant la méthode des différences finies, mais cette méthode est assez lourde au niveau des calculs. Nous avons choisi une alternative qui consiste à utiliser les équations de design d'une capacité IDC en technologie micro-ruban (Figure 2.4) puis d'optimiser le résultat avec des simulations 3D.

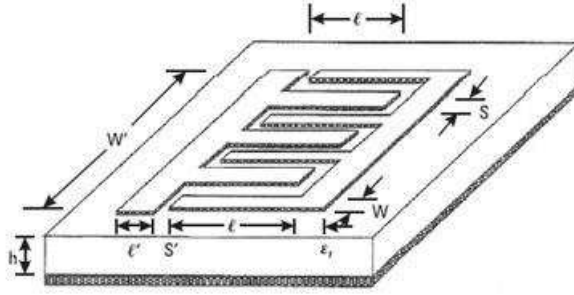


Figure 2.4 : Configuration de la capacité interdigitale (IDC) en technologie micro-ruban [39].

En effet, en technologie micro-ruban, des équations ont été proposées dans la littérature pour le calcul des éléments de l'IDC [39] où la capacité principale en série est donnée par :

$$C = (\varepsilon_r + 1) l [(N - 3)A_1 + A_2] \quad (\text{pF}) \quad (2.5)$$

$$A_1 = 4.409 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.45} \right] \times 10^{-6} \quad (\text{pF}/\mu\text{m}) \quad (2.6)$$

$$A_2 = 9.92 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.5} \right] \times 10^{-6} \quad (\text{pF}/\mu\text{m})$$

Une approximation de A_1 et A_2 est donnée dans l'équation (2.6) dans le cas d'un substrat fini et pour le cas usuel où :

$$W = S \text{ et } l \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2.7)$$

La capacité conçue à l'aide des équations précédentes est optimisée par la suite. La conception prend en compte les contraintes technologiques, à savoir la précision de gravure qui permet une largeur de ligne et un espacement entre ligne d'au moins 0.3 mm.

En respectant ces contraintes, la capacité IDC conçue est composée de 2x3 doigts de 10 mm de longueur, 0.3 mm de largeur et 0.3 mm de distance entre les doigts. Cette architecture donne une valeur de la capacité série de 1.6 pF, correspondant au composant C_L dans la cellule CRLH.

Stub court-circuité :

L'inductance parallèle recherchée est calculée à partir des équations (2.2), (2.3) et (2.4) en utilisant la valeur de C_L précédemment imposée ; sa valeur est de $L = 4 \text{ nH}$. Cette inductance est synthétisée à l'aide d'un stub court-circuité.

Les dimensions d'un stub court-circuité dans le cas des lignes idéales sont calculées en utilisant la relation de l'impédance ramenée. En effet, l'impédance d'une charge Z_l qui se trouve au bout d'une ligne de transmission de longueur l et d'impédance caractéristique Z_c est donnée par:

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_l + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_l \tan \beta l} \quad (2.8)$$

Le stub court-circuité est équivalent à une ligne de longueur l fermée sur un court-circuit ($Z_l=0$). Dans ce cas l'équation (2.8) devient :

$$Z_{in} = jZ_c \tan \beta l \quad (2.9)$$

D'un autre côté l'impédance d'une inductance idéale en série s'écrit :

$$Z_{inductance} = jL\omega \quad (2.10)$$

L'identification des deux équations (2.9) et (2.10) permet d'en déduire :

$$L = \frac{Z_c \tan(\beta l)}{\omega} \quad (2.11)$$

Où l est la longueur physique du stub, cette longueur doit être inférieure à $\lambda_g/4$ pour que le stub reste inductif. Z_c est son impédance caractéristique. L'équation précédente montre que pour une longueur fixe, le fait d'augmenter la valeur de Z_c augmente la valeur de l'inductance. En respectant les contraintes technologiques, le stub coplanaire conçu présente une largeur de 0.4 mm, un gap de 0.7 mm et une longueur de 6.5 mm.

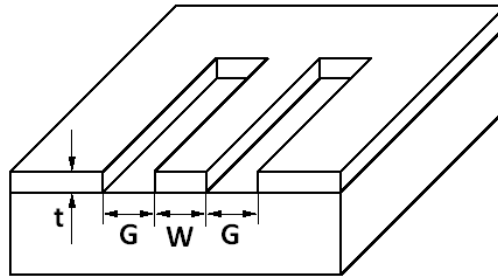


Figure 2.5 : Stub coplanaire en court-circuit.

2.2.2.3 Simulation et extraction du diagramme de dispersion

La structure est conçue et simulée sous HFSS (Figure 2.6). Une des lignes d'accès présente un angle de 90° ; ce choix permet de diminuer la surface du circuit et surtout d'éviter l'utilisation d'une transition ou de laisser un passage abrupt entre la ligne d'accès et la capacité IDC surtout dans le cas d'une IDC très large.

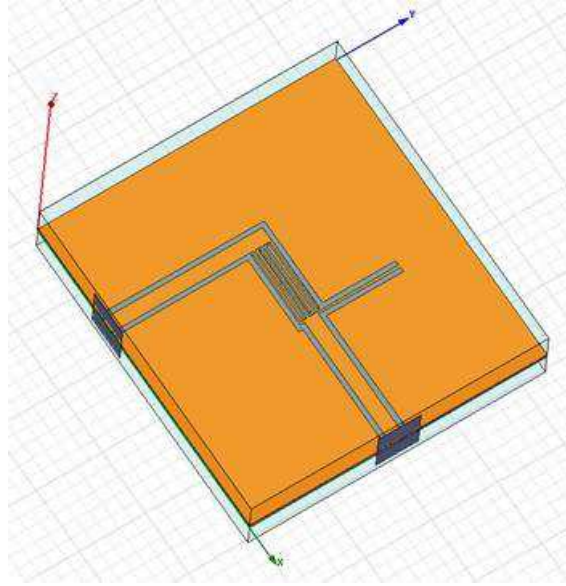


Figure 2.6 : Design de la structure CRLH équilibrée sous HFSS, cellule unitaire avec les lignes d'accès.

Les simulations sont effectuées à l'aide du logiciel HFSS basé sur la méthode des éléments finis. La structure est simulée dans la plage de fréquence [0.1 – 2 GHz]. Cette plage est choisie pour des perspectives d'applications dans le domaine des télécommunications mobiles car elle contient les deux bandes GSM : 900 MHz et 1800 MHz. Un « de-embedding » est utilisé pour extraire la longueur des lignes d'accès. Ainsi les résultats ne prennent en compte que la cellule CRLH unitaire. Toutes les géométries sont paramétrées pour permettre l'optimisation. La structure définitive est obtenue à partir d'un processus itératif de simulation et d'extraction de diagramme de dispersion.

Le diagramme de dispersion est extrait sous Matlab à l'aide d'un calcul analytique basé sur la méthode d'inversion de Fresnel appelée également méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) [40] [41]. Cette méthode est utilisée pour extraire les propriétés électromagnétiques d'un matériau à partir des coefficients de transmission et de réflexion issus de l'illumination de ce matériau par une onde plane monochromatique. Dans la théorie des lignes de transmission, le matériau à caractériser est remplacé par un tronçon de ligne de longueur a . La matrice de transfert ABCD de ce tronçon peut s'écrire en fonction de la constante de propagation γ selon l'équation (2.12).

$$ABCD = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch(\gamma a) & Z_c sh(\gamma a) \\ \frac{1}{Z_c} sh(\gamma a) & ch(\gamma a) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

avec Z_c l'impédance caractéristique de la structure et a la longueur de la cellule unitaire.

La matrice des paramètres S issue des simulations est donc convertie en matrice de transfert ABCD en utilisant les équations (2.13).

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 B &= \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 C &= \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\
 D &= \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

A partir de γ , il est possible, par identification, d'extraire la constante d'atténuation α et la constante de propagation β selon les équations (2.14) et (2.15).

$$\alpha a = \ln \left| A \pm \sqrt{A^2 - 1} \right| \tag{2.14}$$

$$\beta a = \angle(A \pm \sqrt{A^2 - 1}) + 2k\pi, k \in \mathbb{Z} \tag{2.15}$$

Lors du calcul du cosinus hyperbolique inverse, les termes recherchés présentent deux solutions possibles de signes différents. On choisit la solution qui donne une constante d'atténuation α positive pour respecter la condition des structures passives.

La Figure 2.7 illustre le résultat de la simulation (paramètre S). Même si les paramètres S d'une cellule unitaire (Figure 2.17) ne donnent pas d'informations sur la nature des bandes ni sur le comportement d'un réseau constitué de plusieurs cellules, on pourra observer néanmoins que le paramètre de réflexion présente un pic autour de 1.2 GHz. Cela prédit une bande de transmission centrée sur cette fréquence.

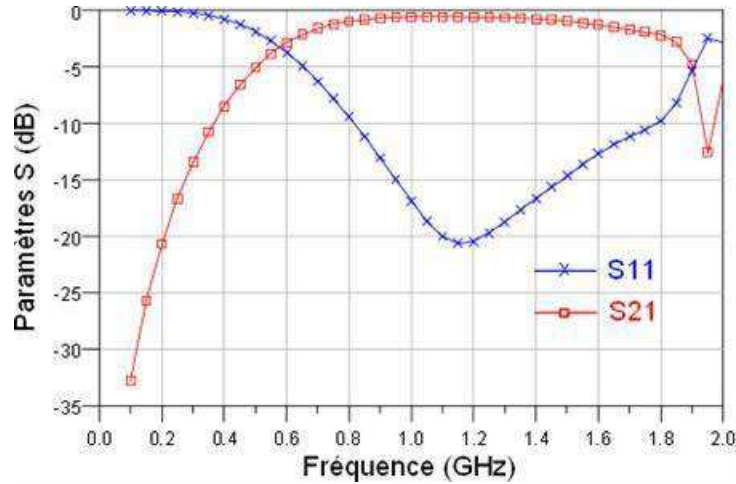


Figure 2.7 : Paramètres S issus de la simulation de la cellule CRLH équilibrée.

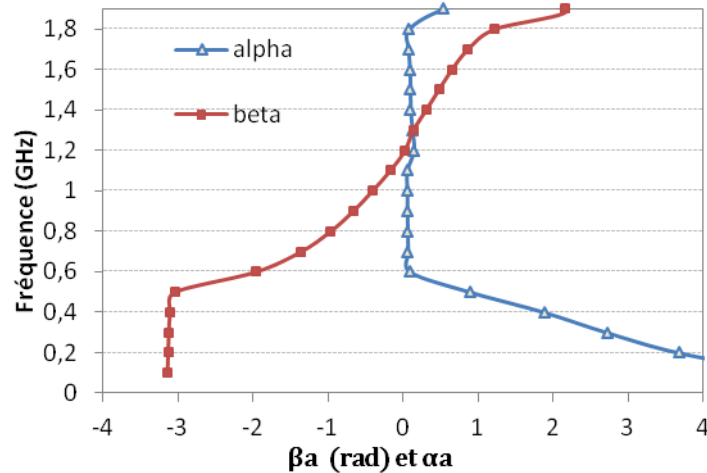


Figure 2.8 : Diagramme de dispersion extrait de la simulation de la cellule CRLH équilibrée.

Le diagramme de dispersion (Figure 2.8) extrait à partir des équations (2.14) et (2.15) permet de connaître la nature de la bande de transmission. En effet, dans la bande 0.5 GHz - 1.2 GHz, la constante de phase β est négative, ce qui correspond à une bande de transmission main gauche. A partir de 1.2 GHz, β prend une valeur positive, ce qui correspond à une bande de transmission main droite. Aucune bande interdite ne se trouve entre les deux bandes précédentes, ce qui confirme le caractère équilibré du diagramme.

Le tableau suivant récapitule les valeurs des différentes dimensions de la structure étudiée.

Tableau 2.1 : Dimensions des éléments de la cellule CRLH unitaire équilibrée.

Composant	Dimension	Valeur initiale	Valeur finale
Ligne coplanaire	Largeur de la ligne (W)	2.2 mm	2.14 mm
	Gap de la ligne (G)	0.5 mm	0.7 mm
IDC	Longueur des doigts (L_c)	10 mm	11 mm
	Largeur des doigts (W_c)	0.3 mm	0.3 mm
	Espacement entre doigts (S)	0.3 mm	0.3 mm
	Nombre de doigts (N)	6	6
Stub cc	Longueur (L_s)	6.5 mm	11 mm
	Largeur de la ligne (W_s)	0.4 mm	0.4 mm
	Gap de la ligne (S_s)	0.7 mm	0.7 mm
Cellule CRLH	Longueur de la cellule unitaire (a)	11.5 mm	12.5 mm

2.2.2.4 Réalisation technologique et résultats expérimentaux

La structure est réalisée à l'aide d'un procédé technologique de type circuit imprimé. La couche métallique de la face arrière du substrat est éliminée. Le circuit réalisé, muni des connecteurs SMA, est visible dans la Figure 2.9.

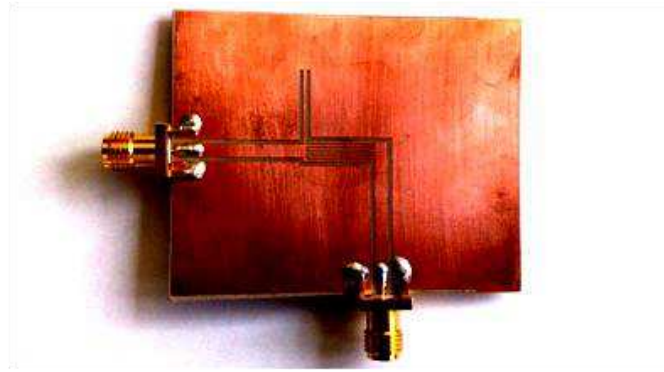


Figure 2.9 : Cellule CRLH unité fabriquée avec les lignes d'accès et les connecteurs SMA.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau Anritsu 37397C, connecté au circuit à l'aide de deux câbles SMA. Une calibration SOLT est effectuée.

La Figure 2.10 illustre les résultats des simulations et des mesures : le S_{11} mesuré présente une meilleure adaptation avec un petit décalage fréquentiel du pic.

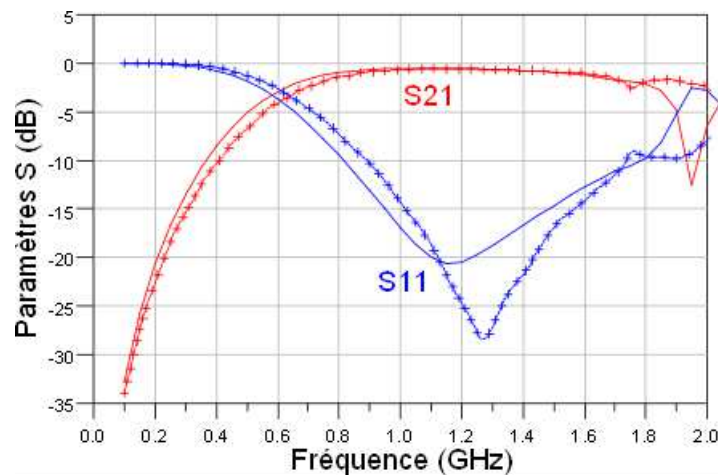


Figure 2.10 : Comparaison entre les paramètres S issus de la simulation (trait continu) et ceux issus des mesures (trait avec croix) de la cellule CRLH équilibrée.

Pour extraire le diagramme de dispersion à partir des résultats de mesures, il faut s'affranchir des lignes d'accès. Pour cela, une méthode différentielle proposée par Bianco et Parodi [42] [43] est utilisée.

Pour sa mise en œuvre, cette méthode exige l'utilisation de deux lignes de longueurs différentes (L_1 et L_2). L'impédance caractéristique, les accès et les conditions de mesures doivent être identiques pour les deux lignes. Les matrices de transfert (ABCD) sont utilisées pour modéliser chaque partie. L'intérêt de l'utilisation des matrices de transfert réside dans la possibilité de chaînage qu'elles offrent. En effet, la matrice totale de plusieurs matrices en cascade est donnée par le produit matriciel de l'ensemble. Les deux matrices T_A et T_B correspondent aux câbles et transitions utilisés pour connecter les lignes à l'analyseur de réseau. T_{L1} et T_{L2} correspondent aux matrices des lignes de longueurs L_1 et L_2 , respectivement (Figure 2.11).

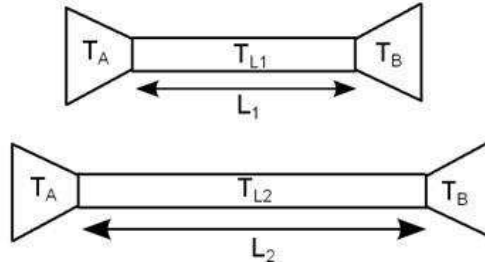


Figure 2.11 : Structures utilisées pour l'application de la méthode Bianco et Parodi [42] [43].

En supposant que T_A et T_B sont différents, nous pouvons écrire les deux matrices T_1 et T_2 des deux structures complètes:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_A T_{L1} T_B \\ T_2 &= T_A T_{L2} T_B \end{aligned} \quad (2.16)$$

La manipulation algébrique des équations précédentes, permet d'écrire les produits matriciels sous la forme.

$$\begin{aligned} T_1 T_2^{-1} &= T_B^{-1} T_{L2}^{-1} T_{L1} T_B = T_A T_{L1} T_{L2}^{-1} T_A^{-1} \\ T_2 T_1^{-1} &= T_B^{-1} T_{L1}^{-1} T_{L2} T_B = T_A T_{L2} T_{L1}^{-1} T_A^{-1} \end{aligned} \quad (2.17)$$

D'un autre côté, la matrice de transfert d'une ligne de propagation d'impédance caractéristique Z_c est donnée dans la relation (2.12).

La manipulation algébrique de l'ensemble des matrices des équations (2.12) et (2.17) permet d'extraire la constante de propagation γ selon l'équation :

$$\gamma = \frac{1}{L_2 - L_1} \ln(\lambda) \quad (2.18)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\frac{\text{tr}[T_1 T_2^{-1} + T_2 T_1^{-1}]}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{\text{tr}[T_1 T_2^{-1} + T_2 T_1^{-1}]}{2}\right]^2 - 4}}{2} \quad (2.19)$$

Dans la relation précédente tr est la trace de la matrice. Deux solutions de signes différents sont possibles.

Pour appliquer cette méthode à notre cas, des structures composées d'un réseau de deux et de trois cellules identiques sont réalisées (Figure 2.12).

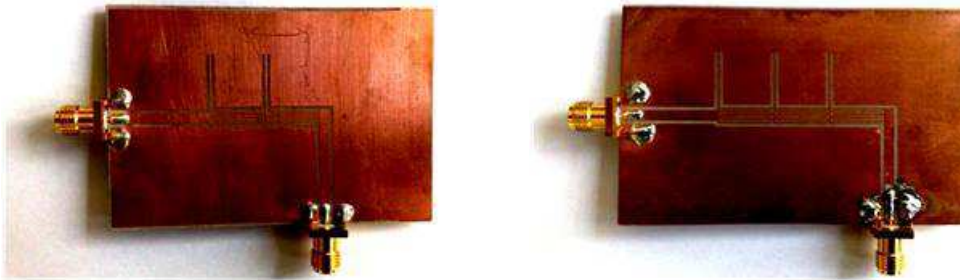


Figure 2.12 : (a) Réseaux de deux cellules CRLH et (b) réseau de trois cellules CRLH.

La Figure 2.13 illustre le principe d'utilisation de la méthode sur les deux réseaux de deux et de trois cellules. $[T_1]$ et $[T_2]$ sont respectivement les matrices de transfert globales du premier circuit et du deuxième circuit. $[T_A]$ et $[T_B]$ sont les matrices contenant les lignes d'accès et les transitions. $[T_{cu}]$ est la matrice de transfert de la cellule unitaire qui nous permettra de remonter à la constante de propagation γ . Le réseau de cellules CRLH est considéré comme une ligne de transmission homogène. Comparé au cas général de la méthode décrit précédemment, ici la ligne la plus courte est de longueur nulle, la deuxième ligne est de longueur a (longueur de la cellule unitaire).

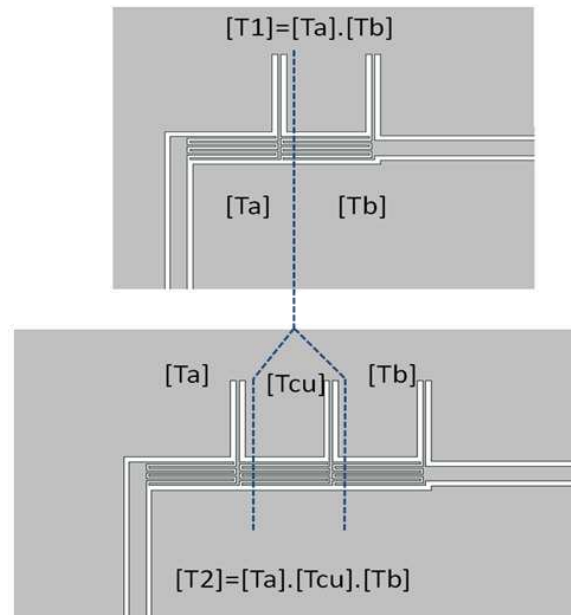


Figure 2.13 : Principe de la méthode de Bianco et Parodi appliquée au cas de la cellule CRLH.

Cette méthode est applicable quel que soit le nombre de cellules de la structure. Dans une situation idéale, le résultat n'est pas censé varier. Nous avons vérifié cela en comparant le diagramme issu de l'utilisation des circuits composés d'une et de deux cellules avec le diagramme issu de l'utilisation des circuits composés de deux et de trois cellules. Même si l'application de la méthode aux deux cas précédents produits deux cellules unitaires qui n'ont pas forcément la même référence, la Figure 2.14 montre une réponse très proche pour les deux diagrammes. Il faut savoir que la longueur de la cellule unitaire reste la même pour les deux cas. Néanmoins, la faible différence est interprétée par l'effet du couplage qui diffère d'un cas à l'autre. Ce couplage est existant dans le cas des réseaux de deux et de trois cellules contrairement au cas de la cellule unitaire.

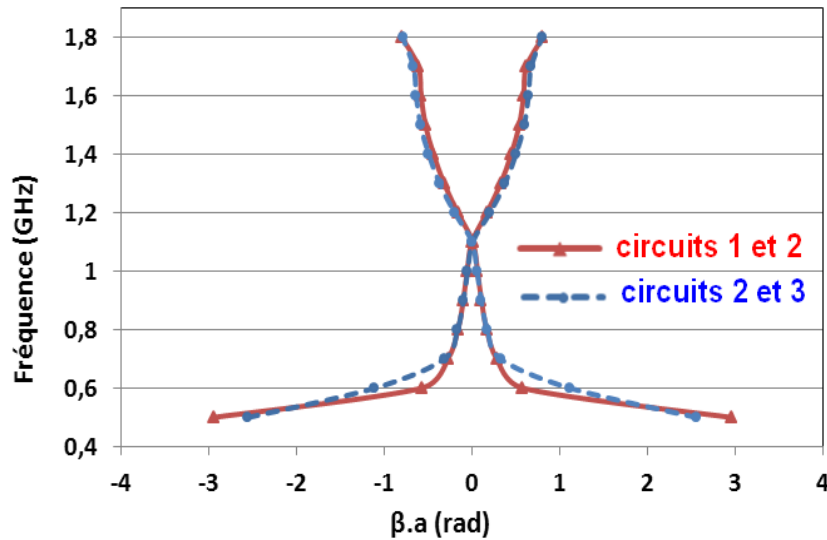


Figure 2.14 : Comparaison entre les diagrammes extraits des simulations à partir de l'application de la méthode [43].

La Figure 2.14 met également en évidence le caractère équilibré du diagramme, comme pour le diagramme extrait à partir de la relation d'inversion de Fresnel (Figure 2.8). Néanmoins, on observe une variation de la fréquence centrale qui est ici autour de 1.1 GHz au lieu de 1.2 GHz. Cette différence est interprétée par une imprécision dans la longueur de la cellule unitaire qui est défini dans le premier cas par l'utilisation du de-embedding et dans le deuxième cas par l'application de la méthode de Bianco-Parodi.

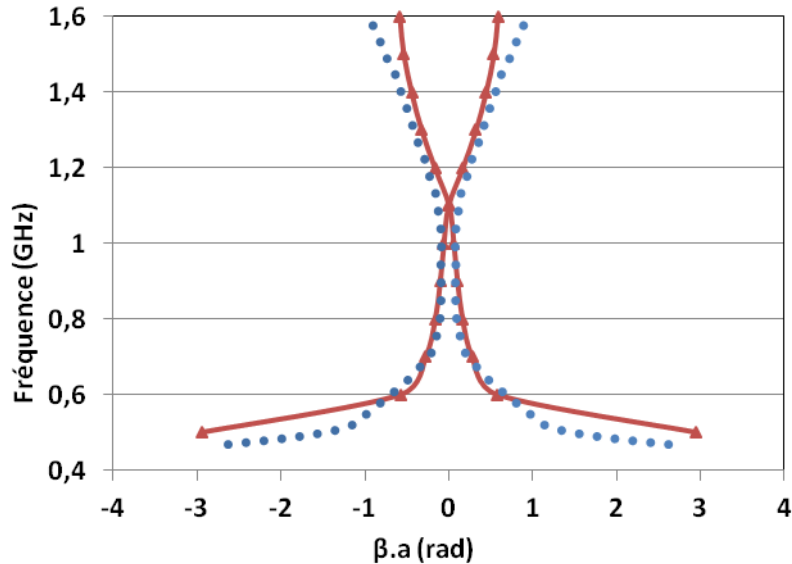


Figure 2.15 : Diagramme extrait de la simulation (trait continu) et celui extrait des mesures (pointillé). Les deux diagrammes sont extraits à partir de l'application de la méthode [43] sur les circuits de 1 et 2 cellules.

La méthode Bianco-Parodi est appliquée par la suite aux résultats des mesures. La Figure 2.15 représente les diagrammes issus des résultats des simulations et des mesures en utilisant les circuits composés d'une et de deux cellules. Dans l'ensemble, les résultats de mesures et de simulations sont concordants.

2.2.3 Conception d'une structure CRLH avec diagramme non équilibré

Contrairement à la cellule équilibrée, la cellule non équilibrée présente un diagramme de dispersion contenant une bande interdite entre la bande main gauche et la bande main droite. On reprend la cellule précédente en gardant les mêmes dimensions puis on ajoute une deuxième IDC pour réaliser une cellule symétrique (Figure 2.16).

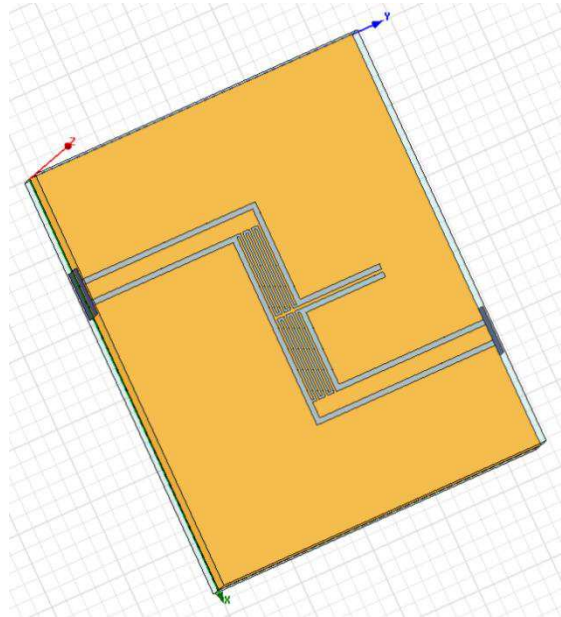


Figure 2.16 : Design de la structure CRLH non équilibrée sous HFSS, cellule unitaire symétrique avec les lignes d'accès.

Si la configuration précédente a donné un diagramme équilibré car l'égalité (2.2) a été satisfaite, ici le fait d'avoir deux IDC en série divise la valeur de la capacité C_L par deux. L'égalité (2.2) n'étant plus satisfaite, le diagramme est forcément non équilibré. Cela est mis en évidence par la simulation de cette nouvelle structure sous HFSS et l'extraction du diagramme de dispersion.

Les paramètres S simulés (Figure 2.17) montrent que le paramètre de réflexion présente deux pics où la réflexion est faible : le premier autour de 0.6 GHz et le second autour de 1.6 GHz. La bande entre les deux pics présente une réflexion importante. Cela prédit deux bandes de transmission séparées par une bande interdite. Cette réponse est différente de la réponse précédente (Figure 2.7) où il existe un seul pic de réflexion autour de 1.2 GHz correspondant à une seule bande de transmission.

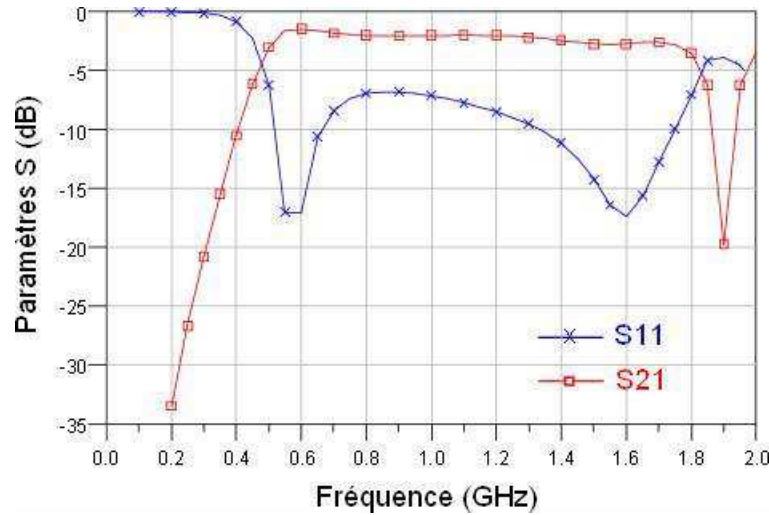


Figure 2.17 : Paramètres S issus de la simulation de la cellule CRLH non équilibrée.

L'extraction du diagramme de dispersion (Figure 2.18) confirme nos attentes. En effet, entre la bande main gauche et la bande main droite on trouve une troisième bande, comprise entre 0.8 GHz et 1.1 GHz, dans laquelle β est nul et α est plus grand que zéro. C'est la bande interdite dans laquelle l'onde électromagnétique ne se propage pas.

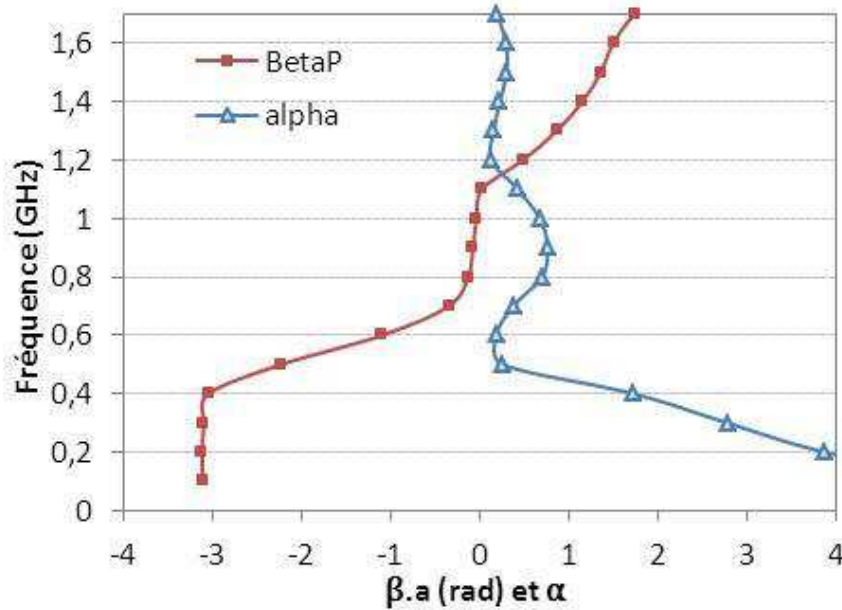


Figure 2.18 : Diagramme de dispersion extrait de la simulation de la cellule CRLH non équilibrée.

La fréquence centrale f_0 , qui caractérise le cas équilibré, est remplacée dans le cas non équilibré par deux fréquences f_{I1} et f_{I2} qui caractérisent les limites de la bande interdite. Ces deux fréquences sont définies par :

$$f_{I1} = \min\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_R}}\right)$$

$$f_{I2} = \max\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_R}}\right)$$
(2.20)

Deux autres fréquences caractéristiques peuvent être calculées dans les deux cas équilibré et non équilibré. La fréquence de coupure basse de la bande main gauche f_{CRH} qui correspond à la limite inférieure de cette même bande, et la fréquence de coupure haute de la bande main droite f_{CLH} qui correspond à sa limite supérieure.

$$\begin{aligned} f_{CRH} &= \frac{1}{\pi\sqrt{L_R C_R}} \\ f_{CLH} &= \frac{1}{4\pi\sqrt{L_L C_L}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Toutes les formules proposées pour le calcul des fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion sont valables en assumant une structure CRLH périodique infinie [37]. Comme nos structures sont forcément finies, des différences sont observées entre le calcul théorique et les résultats des simulations et des mesures.

2.3 Conception d'un filtre miniature pour application spatiale

Nous avons été sollicité par un industriel pour l'étude de faisabilité d'un filtre passe bande pour une application satellite. Le cahier des charges de ce filtre est très exigeant et il nous est alors demandé d'explorer des pistes et techniques moins classiques pour étudier la faisabilité de ce circuit. Nous avons proposé de réaliser cette étude en se basant sur l'approche des métamatériaux. Des cellules CRLH et des résonateurs SRR ont été utilisés pour concevoir ce circuit. Nous avons suivi une procédure de conception à caractère pratique basée sur l'utilisation complémentaire de plusieurs outils de conception et sur l'utilisation de leurs options d'optimisation. Les différentes étapes de réflexion, de conception et d'optimisation ainsi que les résultats de simulation sont présentées.

2.3.1 Exemples de la littérature d'utilisation des métamatériaux pour la conception des filtres

Plusieurs groupes de recherche ont travaillé sur ce domaine en présentant depuis quelques années des bonnes performances de filtrage à base de métamatériaux, Les filtres basés sur l'approche résonateurs semblent donner les meilleurs résultats et ces réalisations sont

quasiment toutes implémentées en technologie PCB (Téflon, Rogers). Les filtres à base de résonateurs sont caractérisés par leur bande étroite. Pour élargir la bande, un réseau de cellules différentes (chacune résonante à une fréquence donnée) est utilisé. Des filtres ont pu être réalisés en utilisant des guide d'ondes [44] [45]. Des CSRR sont insérés dans un guide d'onde. Selon les dimensions de la CSRR, la fréquence de résonance est définie. Ce filtre passe bande a une fréquence centrale de 11.95 GHz et une bande passante de 500 MHz. Les CSRR sont gravés sur un substrat RT/Duroid de permittivité $\epsilon_r = 2,2$ et insérés dans un guide d'onde X-Band (Figure 2.19).

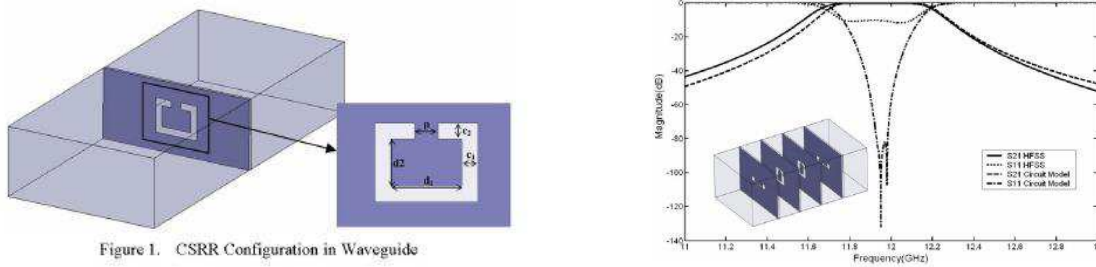


Figure 2.19 : Schéma et réponse d'un filtre passe bande composée de CSRR insérées dans un guide d'onde [44].

D'autres filtres sont réalisés en technologie coplanaire [46] ; des gaps sont insérés périodiquement pour court-circuiter la ligne CPW. Cela permet de créer des inductances parallèles. Des motifs circulaires sont gravés sur la face arrière du substrat (GCPW). Ces cercles sont centrés sur les gaps des lignes et deux types de motifs sont utilisés : un motif cercle simple (ORR) et cercle double imbriqués (SRR). Deux filtres sont réalisés sur diélectrique Neltec ($\epsilon_r = 2,2$), un filtre avec ORR (2 cellules unitaires) centré sur 4.50 GHz et un filtre avec SRR (3 cellules unitaires) centré sur 4.20 GHz.

Un autre filtre utilisant des SRR et fabriqué en technologie coplanaire est présenté dans [47]. La structure est améliorée en rajoutant des gaps capacitif en série sur la ligne CPW. Cela a permis d'augmenter la sélectivité du filtre et donc d'avoir un plus grand facteur de qualité. Un Filtre coupe bande, avec la gravure des motifs sur la même face du diélectrique (face supérieure) pour faciliter la fabrication est présenté dans [48]. Des fentes sont également ajoutées dans la ligne CPW pour élargir la bande de rejection. Cette astuce remplace la méthode classique qui consiste à la mise en cascade de plusieurs cellules pour augmenter la bande.

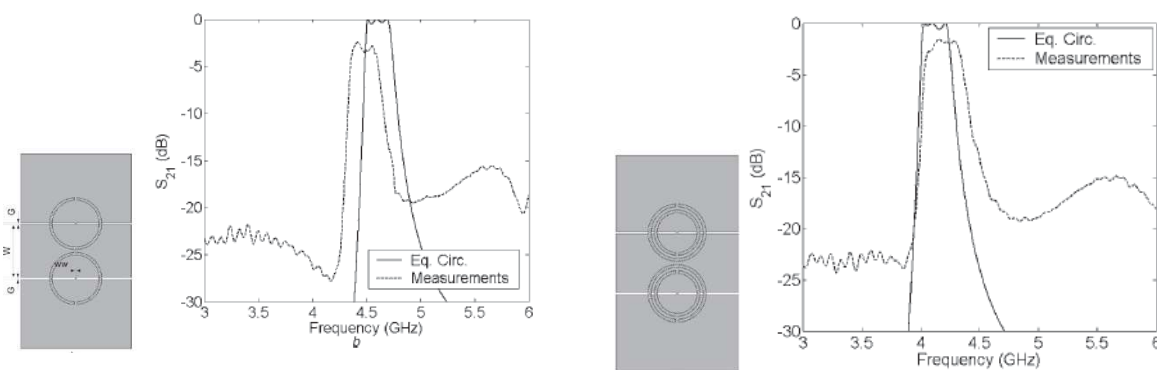


Figure 2.20 : Schéma et réponse d'un filtre passe bande composé de (a) ORR (b) SRR gravés dans la masse d'une ligne GCPW [46].

D'autres équipes de recherche ont travaillé en technologie micro-ruban [49][50][51]. Un filtre coupe bande fabriqué à l'aide de motifs gravés sur la face arrière du diélectrique (la masse) a été présenté [49]. A la fréquence de résonance des SRR ou CSRR le signal est inhibé, cela permet de fabriquer des filtres coupe bande.

Un autre type de structure est présenté dans [50], il utilise des résonateurs de forme modifiée pour réaliser un filtre dual bande. La structure ainsi que les résultats de mesures sont exposés dans la Figure 2.21.

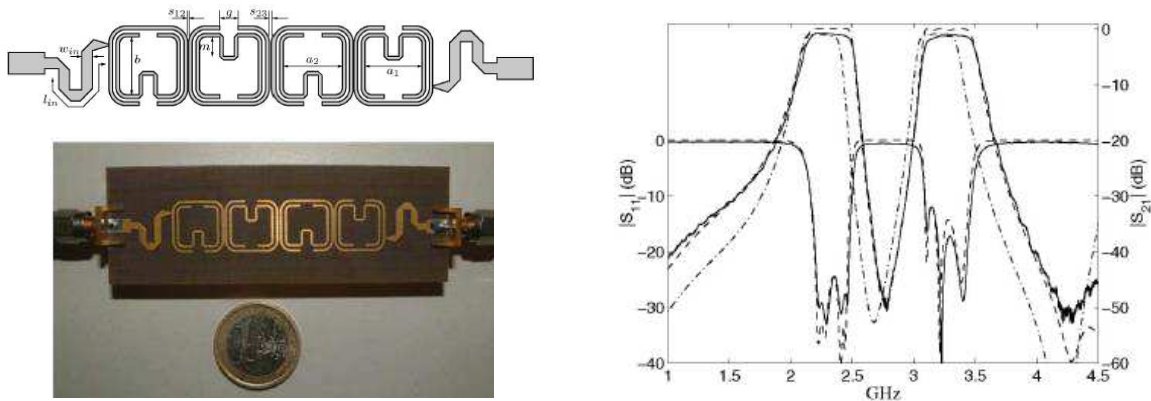


Figure 2.21 : Structure et réponse d'un filtre dual bandes à base de SRR modifiées fabriqué en technologie micro-ruban [50].

2.3.2 Cahier des charges

Dans le but de respecter le souhait de l'industriel sur la confidentialité des fréquences caractéristiques de ce filtre, des modifications ont été apportées au cahier des charges initial dans le but de pouvoir présenter cette étude dans cette thèse.

Ce filtre est prévu pour une application satellite, sa fréquence centrale est $F_0 = 335$ MHz, avec une bande passante de 120 MHz. Les réjections hors bande à 185 MHz et 485 MHz doivent être ≥ 50 dB. Les ondulations dans la bande passante < 1 dB.

Les autres contraintes imposées sont :

- Pour le substrat, trois choix sont proposés : un diélectrique Alumine ($\epsilon_r = 9$) avec une épaisseur de 254 μm , un diélectrique céramique 90 ($\epsilon_r = 92$) en deux épaisseurs 650 μm et 1000 μm .
- La largeur minimale de la gravure de lignes et d'espacement est de 40 μm .
- Les dimensions totales du filtre doivent être inférieures à 12 cm^2 .
- L'utilisation des trous traversant est prohibée.
- Les performances doivent être respectées entre -10°C et $+65^\circ\text{C}$.
- Il est possible d'utiliser des composants CMS.

2.3.3 Choix de l'approche de Conception

Le but de cette étude n'est pas de concevoir ce filtre à partir de la théorie classique des filtres mais d'explorer de nouvelles pistes et techniques pour étudier la faisabilité de ce circuit.

Nous avons donc choisi de se baser sur l'approche des métamatériaux et proposé une démarche de conception pratique basée sur l'utilisation complémentaire de plusieurs outils de conception.

Nous rappelons que l'approche des métamatériaux basée sur les lignes CRLH permet de concevoir des filtres passe bande dans le cas équilibré. Ces filtres sont en général large bande. En revanche, les difficultés d'équilibrer expérimentalement les bandes main gauche et main droite provoquent des défauts de planitude dans la bande de transmission. De plus, les rejections en haute fréquence de cette approche n'est pas suffisante par rapport à notre cahier des charges.

D'un autre côté, l'approche basée sur les résonateurs est adaptée à la conception des filtres à bande étroite de fait leur caractère résonnant. Or, nous avons ici un filtre large bande.

Notre choix s'est donc tourné vers une approche hybride qui regroupe les CRLH et les résonateurs. Cela permet de concevoir des filtres large bande tout en ayant de bonnes rejections hors bande et une bonne planitude.

Nous rappelons qu'une ligne main gauche (LH) idéale correspond à un filtre passe haut. La rejection en basse fréquence de cette approche est assez bonne. Nous proposons alors d'utiliser des cellules LH pour concevoir le filtre passe haut puis d'ajouter des résonateurs SRR coupe bande qui vont permettre de créer un zéro de transmission pour délimiter la bande passante du côté hautes fréquences. De cette manière on pourra concevoir un filtre passe bande avec de bonnes rejections.

2.3.4 Etapes de la conception du circuit idéal :

Le filtre est conçu initialement avec des schémas électriques sous ADS, puis ces composants sont synthétisés pour obtenir le circuit réel qui est simulé en utilisant ADS/Momentum et HFSS.

Des cellules main gauche (LH) symétriques (Figure 2.22) sont utilisées pour concevoir le filtre passe haut. Les éléments (L_p et C_s) déterminent la fréquence de coupure de la bande main gauche (limite inférieure de la bande passante recherchée) selon la formule :

$$f_{cL} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_p C_s}} \quad (2.22)$$

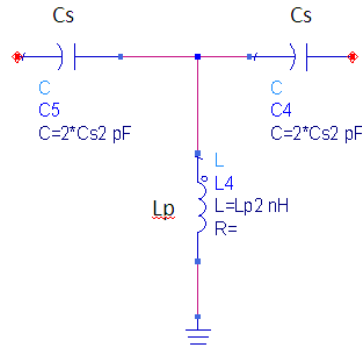


Figure 2.22 : Schéma électrique idéal d'une cellule main gauche symétrique.

Le résonateur (Figure 2.23) permet de créer un zéro de transmission à la limite supérieure de la bande passante. L_r et C_r représentent les éléments intrinsèques du résonateur, C_c le couplage avec la ligne. La fréquence de résonance (zéro de transmission) est définie par la formule :

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_r + C_c)}} \quad (2.23)$$

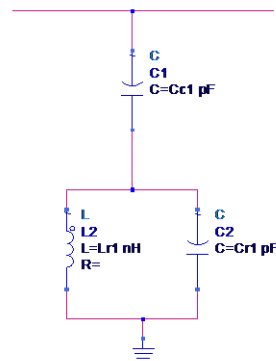


Figure 2.23 : Schéma électrique idéal du résonateur.

La fréquence du résonateur est réglée non loin de la fréquence de coupure haute demandée dans le cahier des charges. Ensuite, une optimisation est lancée sous ADS en paramétrant les composants électriques pour retrouver la réponse demandée. En revanche, ce zéro de transmission agit sur une bande étroite ce qui nous a obligé à rajouter un deuxième résonateur de fréquence centrale différente pour élargir la bande de rejection.

Pour atteindre les rejections demandées, on doit utiliser au moins 6 cellules en cascade. Ce chiffre est retrouvé en augmentant le nombre de cellules (schéma équivalent) tout en vérifiant la rejection. On s'arrête lorsqu'on atteint la rejection demandée. Une vérification nous a démontré que l'ordre retrouvé par incrémentation correspond à l'ordre théorique d'un filtre Tchebychev pour le même niveau de rejection.

A noter ici qu'une première conception nous a montré que la réponse du filtre réel donne une largeur de bande inférieure de 25% à celle donnée par le filtre idéal. Nous avons alors recommencé la conception idéale (schéma électrique) en considérant un filtre avec une bande supérieure de 25 % par rapport à la bande visée.

Des optimisations itératives du filtre complet ont été lancées à l'aide d'ADS. Les composants du circuit ont été paramétrés. Des conditions ont été imposées sur la transmission et sur la réflexion dans les plages de fréquences caractéristiques pour concevoir le gabarit demandé.

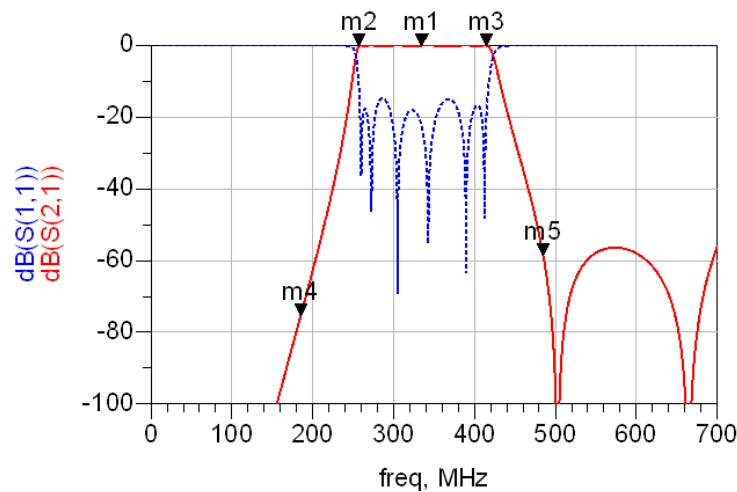


Figure 2.24 : Résultat de simulation électrique idéale du filtre respectant le gabarit demandé : m1 : 335 MHz (-0.02 dB), m2=255 MHz (-0.17 dB), m3=415 MHz (-0.07 dB), m4=185 MHz (-75 dB), m5=485 MHz (-58 dB).

Le résultat obtenu (Figure 2.24) présente une ondulation dans la bande inférieure à 0.2 dB, la rejection hors bande est supérieure à 55 dB. La réflexion dans la bande est inférieure à -15 dB.

La réponse retenue correspond à un filtre composé de 6 cellules (Figure 2.25). Le filtre est symétrique composé de trois cellules différentes en double. Avec deux résonateurs différents, nous avons pu atteindre notre objectif. Par conséquent, pour des raisons de simplification, la dernière cellule ne contient pas de résonateur.

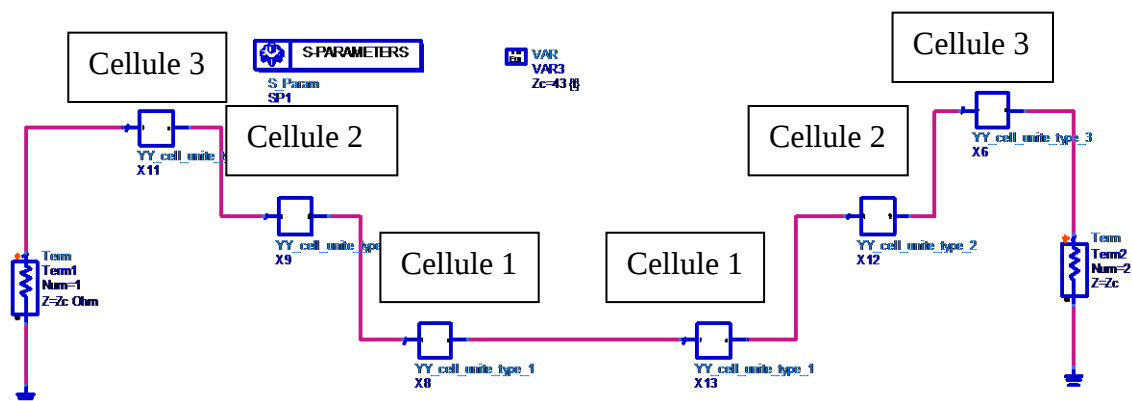


Figure 2.25 : Schéma du filtre idéal complet correspondant au gabarit.

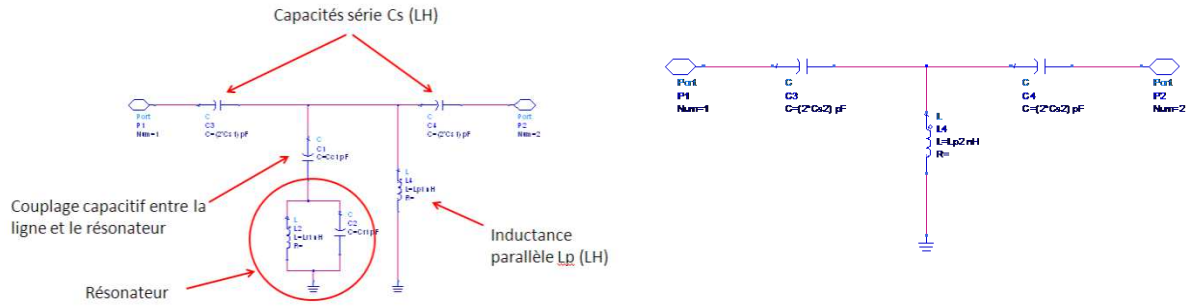


Figure 2.26 : Schéma électrique (a) des cellules 1 et 3 (hybride) et (b) de la cellule 2 (LH).

Les cellules 1 et 3 du filtre (Figure 2.26.a) sont des cellules hybrides (LH + résonateur), la cellule 2 est uniquement LH (Figure 2.26.b). Les valeurs des composants sont reportées dans le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Valeurs des composants du schéma électrique du filtre conçu.

	Cellule 1	Cellule 2	Cellule 3
L_p (nH)	9.9	24	13
C_s (pF)	15.6	7.4	34.4
C_c (pF)	10.6	-	5.9
C_r (pF)	0.4	-	0.1
L_r (nH)	5.2	-	16.6

L'étape suivante consiste à implémenter technologiquement ce schéma électrique en prenant en compte les contraintes technologiques imposées par le cahier des charges et par la technologie choisie.

2.3.5 Mise en œuvre technologique:

2.3.5.1 Choix du substrat et de la topologie:

A l'aide de l'outil Linecalc (ADS), nous avons synthétisé les impédances à partir des caractéristiques des substrats proposés. Pour faire le choix du substrat et de la topologie, nous avons deux contraintes à respecter : la précision de gravure qui est de 40 μm . Puis, la contrainte de la miniaturisation.

Pour les trois substrats, la métallisation est en or ($\sigma = 4.1 \times 10^7$) avec une épaisseur $T = 5 \mu\text{m}$. La synthèse est faite à la fréquence centrale ($F_0 = 335 \text{ MHz}$). Les résultats sont reportés dans le Tableau 2.3.

Tableau 2.3 : Synthèse des impédances selon les substrats et les dimensions des lignes.

Substrat	ϵ_r	Epaisseur du diélectrique	Coplanaire $Z = 50 \Omega$	Micro-ruban
Alumine	9	254 μm	$W=77 / G=40 / \lambda = 400 \text{ mm}$	$W= 240 \mu\text{m} / \lambda = 356 \text{ mm}$ $Z=50 \Omega$
Céramique 90	92	635 μm	$W=40 / G=1000 / \lambda = 141 \text{ mm}$ $W=0.4 / G=40 / \lambda = 145 \text{ mm}$	$W= 40 \mu\text{m}$ $Z=40 \Omega$ $\lambda=126 \text{ mm}$
Céramique 90	92	1000 μm	$W=40 / G=1200 / \lambda = 137 \text{ mm}$ $W=0.37 / G=40 / \lambda = 145 \text{ mm}$	$W=40 \mu\text{m}$ $Z=45 \Omega$ $\lambda=126 \text{ mm}$

La forte valeur de la permittivité de la céramique 90 permet d'avoir des longueurs d'onde trois fois plus faibles par rapport à l'alumine ce qui répond à la contrainte de la miniaturisation. Le choix de la céramique s'est donc imposé. Or, cette même constante élevée pose des difficultés dans la synthèse des impédances voulues avec la précision de gravure imposée. En technologie coplanaire, il est impossible de synthétiser une impédance 50Ω avec les largeurs de ligne imposé par la technologie. Le choix de la technologie micro-ruban s'est donc imposé.

Pour les deux épaisseurs de céramique, la version $H = 1000 \mu\text{m}$ est celle qui permet le plus de s'approcher d'une impédance de 50Ω avec la précision de gravure imposée. Nous avons donc fait le choix de ce substrat malgré la petite désadaptation que le circuit peut avoir (impédance caractéristique de 45Ω).

Dans notre circuit, les inductances des cellules LH doivent être reliées à la masse, pour éviter l'utilisation des trous traversant qui sont prohibés dans le cahier des charges. Nous avons choisi de garder sur la face avant du circuit une zone métallisée qui sera reliée à la masse. Dans la pratique cette masse pourra être reliée à la masse inférieure en utilisant une feuille métallique autocollante.

2.3.5.2 Choix du résonateur:

Pour le résonateur, nous utilisons des résonateurs gravés dans le plan de masse de la céramique. Trois types de résonateurs ont été explorés (Figure 2.27): un simple anneau (ORR : Open Ring Resonator), deux anneaux imbriqués (SRR : Split Ring Resonator) et un anneau doublé (SR).

Pour définir le résonateur le plus adapté à notre conception, des simulations HFSS des trois structures sont faites. Le rayon extérieur est le même dans les trois cas : $R=8000 \mu\text{m}$. A ce stade, ce rayon est choisi arbitrairement pour les besoins de cette étude.

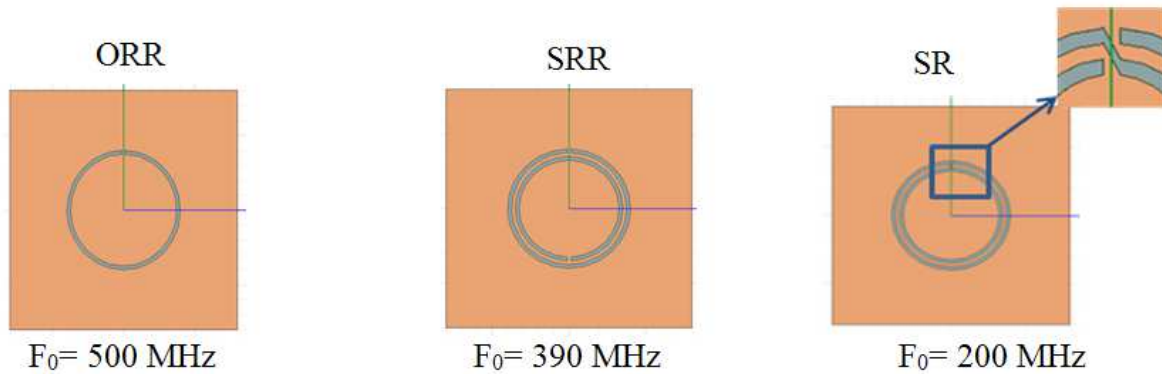


Figure 2.27 : Design des trois résonateurs étudiés ORR, SRR et SR.

Les résultats de simulation montrent comme attendu que le résonateur SR permet d'avoir la fréquence de résonance la plus basse ($F_0 = 200$ MHz) à rayon égal. Ce résonateur est alors retenu car il permet plus de miniaturisation. Des optimisations sous HFSS ont permis de retrouver la valeur optimale de l'espacement entre les cercles qui constituent le résonateur, cette valeur est de $500 \mu\text{m}$.

2.3.5.3 Choix de la capacité série:

Les valeurs des capacités séries C_s recherchées étant grandes (Tableau 2.2), un simple gap ne permet pas d'avoir des valeurs suffisantes en tenant compte de la précision de gravure de $40 \mu\text{m}$. Des capacités interdigitales peuvent avoir des valeurs plus grandes, mais le nombre de doigts et donc la taille de la capacité sera très grande et cela augmenterait la valeur de la capacité parasite ainsi que la dimension du filtre.

Après l'exploration de plusieurs pistes, le choix retenu est celui de capacités localisées à reporter sur le circuit. L'industriel nous a fourni les références des composants qu'il souhaite utiliser. Dans ce catalogue, la référence ATC 100 A de chez ATCERAMICS est utilisée. Les dimensions de la capacité sont $1400 \mu\text{m} \times 1400 \mu\text{m}$, ces dimensions sont augmentées en tenant compte des contraintes d'implantation (Figure 2.28).

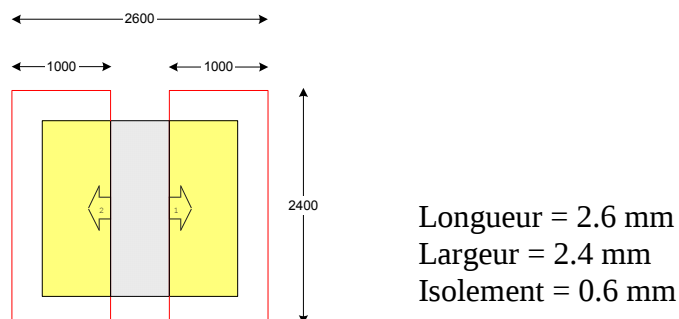


Figure 2.28 : Caractéristiques géométriques de la capacité ATC 100 A

2.3.5.4 Choix de l'inductance parallèle:

Différentes pistes sont explorées pour le choix de l'inductance. Un stub court-circuité ne permet pas d'atteindre une des valeurs recherchées ($L_p = 24 \text{ nH}$). Il est aussi difficile de maintenir une valeur d'inductance précise sur une large bande avec les stubs.

L'utilisation d'une inductance spirale pose des problèmes d'accès à la masse. Un accès avec un pont est possible pour atteindre la masse pliée, mais cette solution risque de poser des problèmes de robustesse.

La solution retenue est celle d'un composant localisé comme pour la capacité. Une référence du même constructeur (ATCERMIcs) semble être adaptée : l'ATC WL 0402. Les dimensions du composant ainsi que les contraintes de report sont: Longueur = 1460 μm , Largeur = 660 μm , Isolement = 460 μm (Figure 2.29).

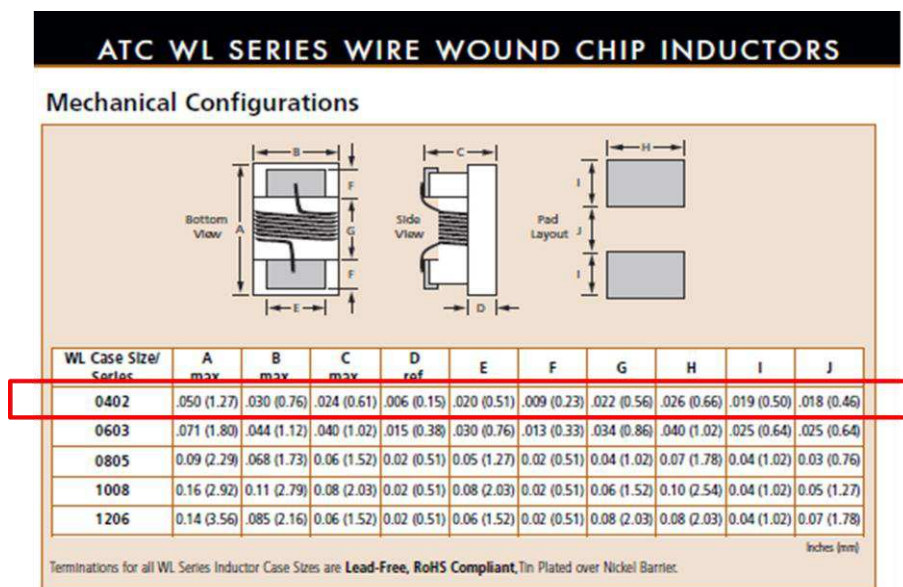


Figure 2.29 : Caractéristiques géométrique de l'inductance ATC WL 0402 utilisées

2.3.6 Méthode de la conception du circuit réel et résultats des simulations :

Les simulations électromagnétiques sont réalisées à l'aide de Momentum. Le report des éléments localisés est réalisé avec des cosimulations ADS/Momentum. Le choix du couple ADS/Momentum est privilégié par rapport à HFSS suite au temps de calcul nettement plus grand avec HFSS (rapport de 10).

Pour des raisons pratiques liées à une meilleure prise en main des dessins et du paramétrage géométrique sous HFSS, nous avons utilisé HFSS pour le dessin des structures, qui est ensuite exporté sur Momentum à l'aide de fichier GDS2.

Les simulations sont faites dans un premier temps cellule par cellule, chaque cellule est optimisée pour que sa réponse concorde avec la réponse du modèle électrique. Cela a permis de diminuer le temps de calcul à chaque itération.

2.3.6.1 Conception de la cellule 1 :

Pour rappel, cette cellule est composée d'une partie LH et d'un résonateur. La structure est conçue (Figure 2.30) en prenant en compte toutes les dimensions et des contraintes technologiques (Résonateurs, éléments localisés, pads). La masse est ramenée sur la couche métallique supérieure pour éviter les trous traversant.

Un paramétrage de la géométrie du résonateur permet de l'optimiser pour avoir les dimensions qui correspondent au pic de rejection souhaité. La structure finale correspond à un rayon extérieur du résonateur $R_1=2600 \mu\text{m}$.

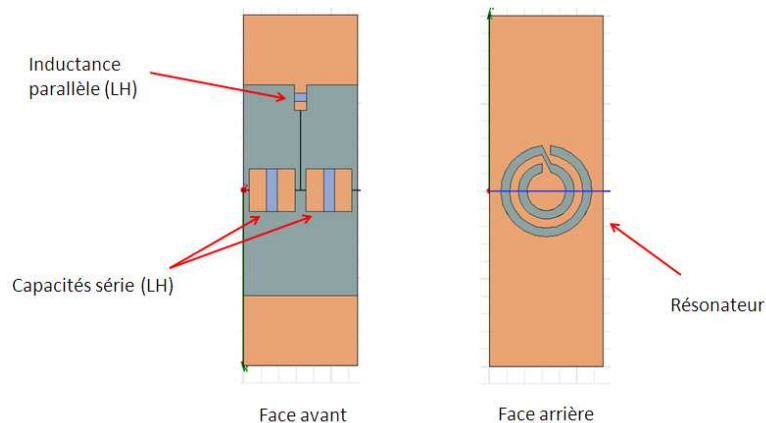


Figure 2.30 : Design de la cellule 1 du filtre sous HFSS.

Sous Momentum, des ports d'accès internes sont posés dans les endroits où les composants localisés seront reportés (Figure 2.31). Dans une feuille de schématique ADS, cette structure est importée de la bibliothèque. Les éléments localisés (capacité et inductance) sont reportés dans leurs places respectives.

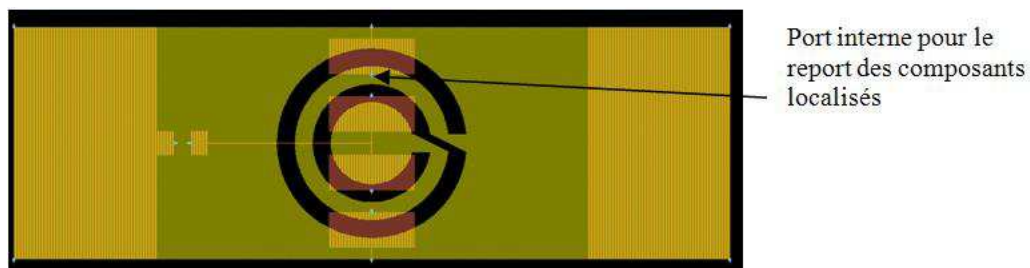


Figure 2.31 : Design de la cellule 1 sous Momentum avec les ports d'accès et les ports internes pour le report des composants localisés.

Cette cosimulation électromagnétique / électrique en utilisant ADS et Momentum permet d'optimiser facilement les valeurs des composants localisés L_p et C_s en les mettant en variables.

Après plusieurs itérations effectuées en automatisant l'optimisation sous ADS/Momentum des valeurs des composants localisés et de la géométrie du résonateur, nous avons pu retrouver la réponse qui correspond au schéma électrique idéal (Figure 2.32).

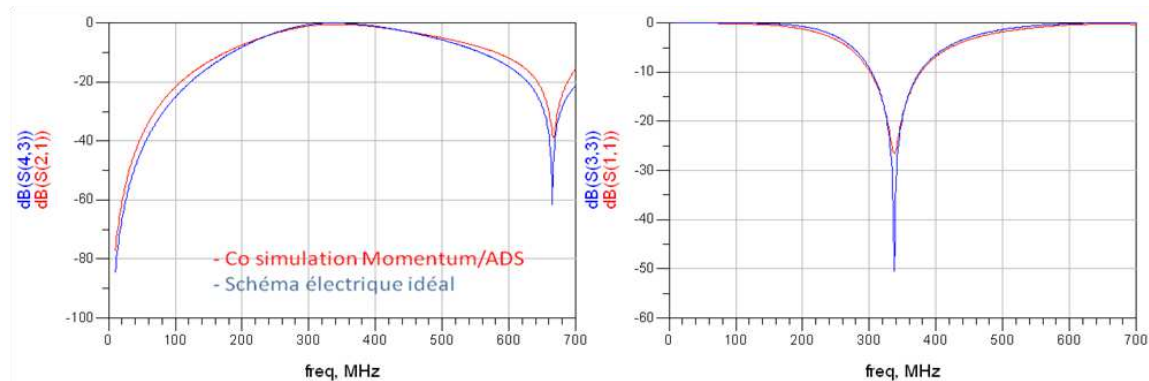


Figure 2.32 : Comparaison de la réponse électrique idéale et de la cosimulation optimisée de la cellule 1.

2.3.6.2 Conception de la cellule 2 :

La cellule 2 ne contient pas de résonateur, il est donc plus simple de la simuler et de l'optimiser car seules les valeurs des éléments localisés L_p et C_s sont variées. Ces variations n'ont pas permis dans un premier temps de s'approcher de la réponse électrique à cause de la capacité parallèle parasite introduite par le couplage entre les pads des composants localisés et la masse inférieure. Cette capacité parasite n'est pas présente dans le circuit électrique idéal. La solution proposée pour régler ce problème est d'éliminer totalement la masse de la face arrière de cette cellule. Sachant que cette cellule ne contient que des éléments localisés, cette masse n'a pas d'influence.

Cette solution a permis d'optimiser la réponse de la simulation pour correspondre à la réponse du schéma électrique idéal.

2.3.6.3 Conception de la cellule 3 :

La cellule 3 est composée d'un résonateur est d'une partie LH, elle est simulée selon le même principe de la cellule 1. Une première mise en œuvre technologique n'a pas permis de s'approcher du circuit électrique car nous avons rencontré le même problème de la cellule 2 : la capacité de couplage C_c recherchée est faible comparée à celle produite dans la cellule réelle. Il faut donc diminuer la valeur de cette capacité dans la mise en œuvre technologique. Ici, nous ne pouvons pas éliminer la masse inférieure car un résonateur est gravé dessus. La solution proposée consiste alors à diminuer la surface de cette masse pour diminuer son impact sur C_c . Le centre du résonateur a été gravé pour enlever une partie de la masse. Les pads utilisés pour la soudure des capacités localisées ont été déplacés vers le centre de la cellule dans un but de les faire coïncider avec la partie gravée du résonateur pour diminuer le couplage capacitif. Une ré-optimisation du rayon du résonateur a été également nécessaire.

Bien que cette solution ait permis d'améliorer la réponse de la cellule, une optimisation supplémentaire était nécessaire. Les contraintes technologiques pour le report de $2600\ \mu\text{m}$ x $2400\ \mu\text{m}$, ont été diminuées sans que la nouvelle taille ne contraigne ce report. Le design final de la cellule 3 est visible dans la Figure 2.33.

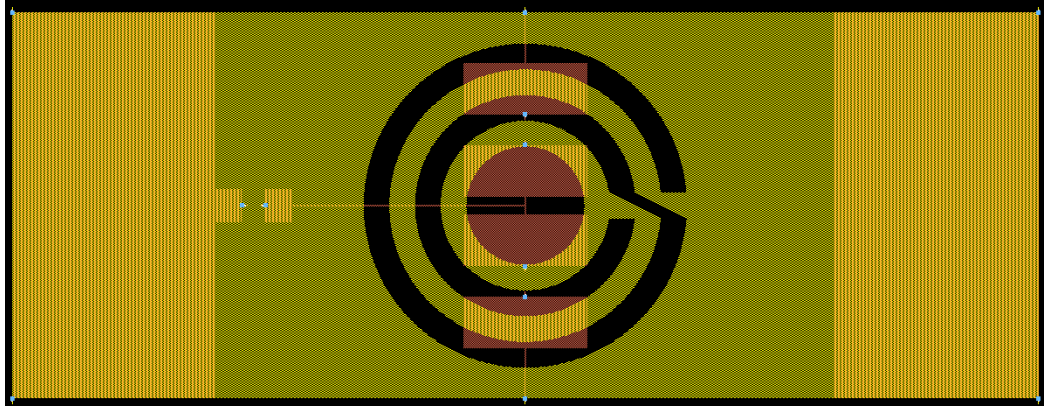


Figure 2.33 : Design sous Momentum de la cellule 3 avec le résonateur gravé au centre, les pads diminués de taille et déplacés vers le centre du résonateur.

De nouvelles itérations ont été effectuées en redimensionnant ces pads ainsi que le résonateur. Les valeurs des éléments localisés ont été également optimisées. Le résultat final obtenu a pu correspondre à la réponse du schéma électrique idéal.

2.3.6.4 Le filtre complet

Les valeurs et dimensions des éléments optimisés après les simulations cellule par cellule sont reportées dans le Tableau 2.4.

Tableau 2.4 : Valeurs et dimensions des éléments optimisés après simulation cellule par cellule.

	Cellule 1	Cellule 2	Cellule 3
L_p (nH)	4.9	13.5	4.3
C_s (pF)	19.6	7.5	40
Rayon extérieur du résonateur	$2600\ \mu\text{m}$	-	$3150\ \mu\text{m}$

Ces cellules ont été mises en cascade pour concevoir le filtre complet. Des simulations itératives avec paramétrage des éléments du filtre complet ont permis d'optimiser la réponse. Les nouvelles valeurs et dimensions des éléments optimisés sont reportées dans le Tableau 2.5.

Tableau 2.5 : Valeurs et dimensions des éléments optimisés après simulation du filtre complet.

	Cellule 1	Cellule 2	Cellule 3
L_p (nH)	3.36	7.60	4.36
C_s (pF)	16.51	9.47	34.70
Rayon extérieur du résonateur	$2600\ \mu\text{m}$	-	$3200\ \mu\text{m}$

Les résultats de la simulation du filtre complet sont représentés dans la Figure 2.34. Nous avons également simulé le filtre sous HFSS pour comparer les deux résultats.

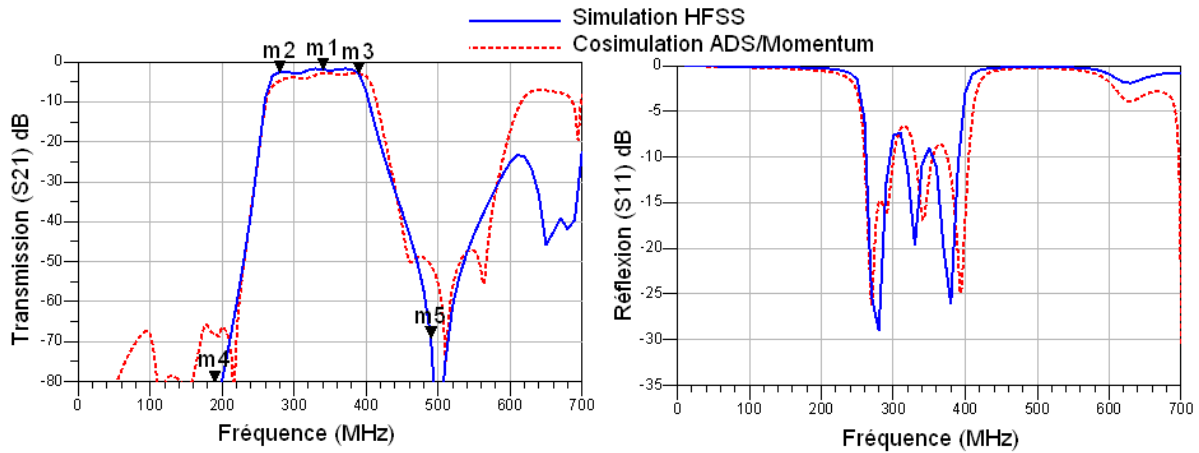


Figure 2.34 : Résultat de la simulation du filtre complet avec HFSS et ADS/Momentum, $m_1=335$ MHz (-1.7 dB), $m_2=275$ MHz (-2.5 dB), $m_3=395$ MHz (-2.8 dB), $m_4=185$ MHz (-88dB), $m_5=485$ MHz (-68 dB).

Les résultats des deux simulations sont très proches. Nous observons une meilleure réponse dans la simulation HFSS. Cela concerne l'ondulation et le niveau de transmission dans la bande passante ainsi que la réjection hors bande. Nous pensons que HFSS prend mieux en compte les couplages entre les résonateurs gravés dans la masse et la ligne du signal grâce au caractère 3D de la simulation électromagnétique.

Le masque du filtre final est représenté dans la Figure 2.35, sa taille est de 4 cm x 1.5 cm.

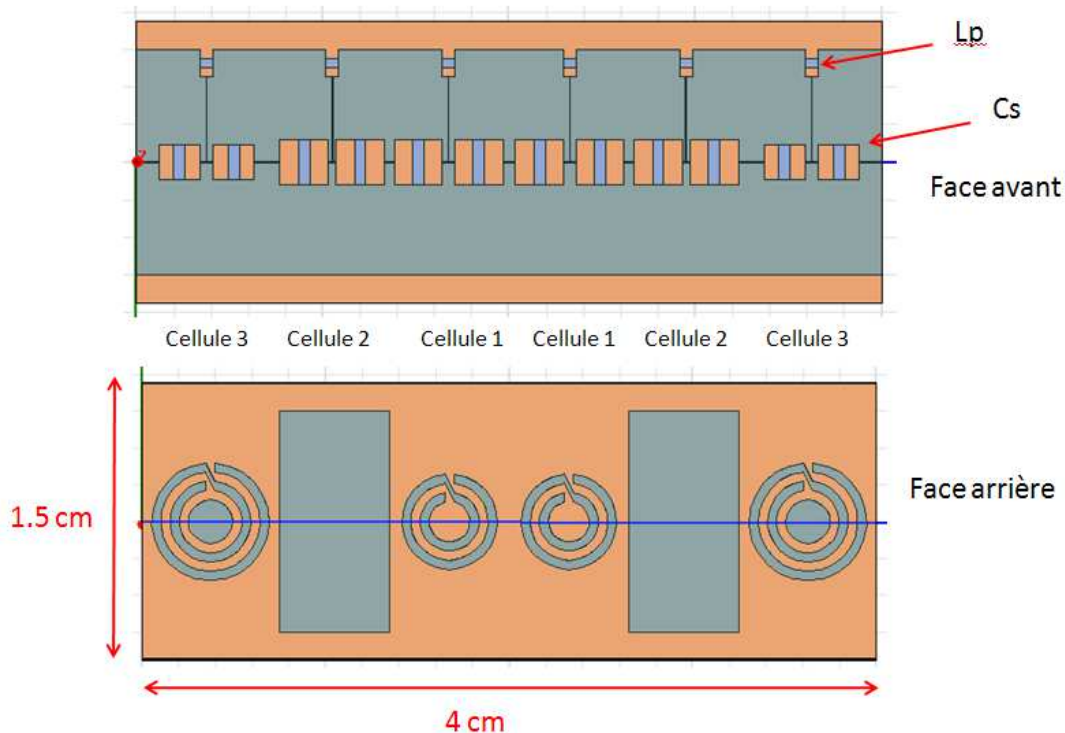


Figure 2.35 : Layout du filtre complet.

2.3.7 Etude de la sensibilité du diélectrique à la température.

Dans cette étude, nous nous basons sur la fiche technique du substrat pour vérifier l'effet de la température sur les performances du filtre. Nous prenons les deux valeurs limites de la température demandée dans le cahier des charges (-10°C et +65°C). La variation de la permittivité en fonction de la température est de -34 ppm/°C. Le Tableau 2.6 présente les valeurs de la permittivité du substrat à ces températures.

Tableau 2.6 : Valeurs de la permittivité de la céramique à différentes températures.

T	25 °C	-10 °C	+ 65 °C
ϵ_r	92	92.11	91.87

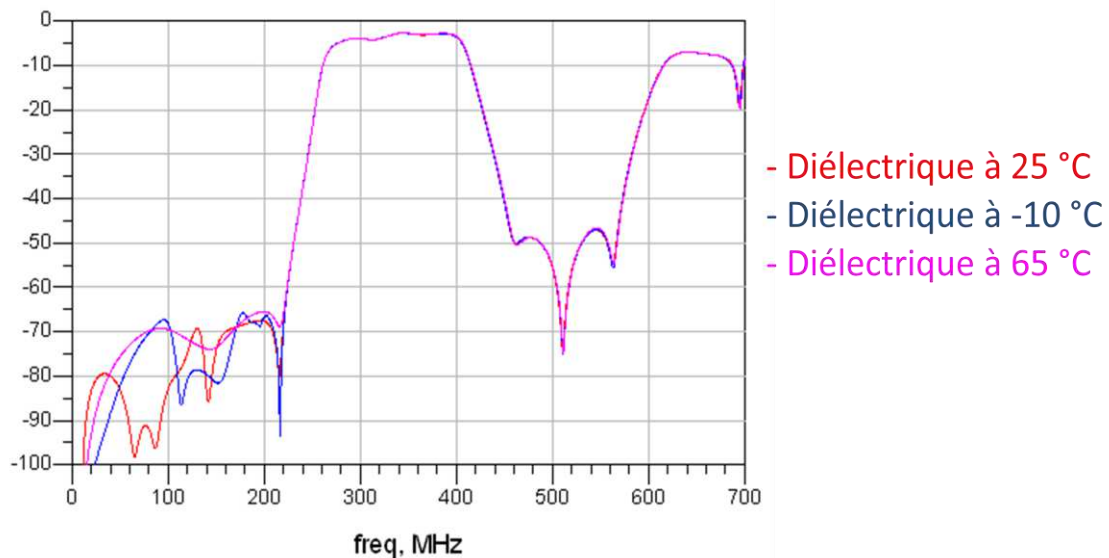


Figure 2.36 : Résultat de la cosimulation représentant l'étude de sensibilité de la permittivité à la température

Le résultat de la cosimulation Momentum/ADS est présenté dans la Figure 2.36. Les variations de températures n'ont pas d'influence sur les performances demandées du filtre.

2.3.8 Discussion et perspectives

Le Tableau 2.7 regroupe les performances du filtre conçu extraites de la simulation HFSS comparé au cahier des charges.

Tableau 2.7 : Comparaison entre les performances du filtre conçu est celle imposée dans le cahier des charges.

Caractéristiques	Cahier des charges	Filtre conçu (HFSS)	
Taille	12 cm ²	6 cm ²	OK
Bande passante	120 MHz	120 MHz	OK
Planitude dans la bande	<1 dB	Max 1.2 dB	non
Réjection BF (185 MHz)	-50 dB	-88 dB	OK
Réjection HF (485 MHz)	-50 dB	-68 dB	OK

Le but de cette étude est d'explorer de nouvelles pistes pour concevoir ce filtre passe bande selon le cahier des charges imposé. Nous avons proposé d'utiliser la théorie des métamatériaux qui présente une solution de miniaturisation des circuits RF adaptée aux faibles fréquences où la taille est typiquement plus importante. Nous avons réussi à obtenir un filtre de taille inférieure de 50% à la taille demandée. Cette performance est liée au choix de l'approche des métamatériaux mais aussi au choix du substrat, de la géométrie des résonateurs et de l'utilisation des composants localisés.

Les réjections demandées ont été respectées. L'approche des lignes LH permet une bonne rejection du côté basses fréquences. Le caractère résonant des SR a permis de créer des zéros de transmission avec une bonne réjection du côté haute fréquences.

La largeur de la bande passante demandée est respectée et l'utilisation de l'approche CRLH a permis d'avoir un filtre large bande.

Les ondulations dans la bande passante atteignent 1.2 dB ce qui est légèrement supérieur à l'exigence du cahier des charges. Une amélioration du coefficient de réflexion S_{11} permettra d'améliorer l'ondulation. La précision de la gravure nous a imposé de travailler avec des lignes d'impédance caractéristique de 45 Ω au lieu de 50 Ω . En améliorant ce point et en optimisant, nous pensons pouvoir améliorer la planitude dans la bande. Une autre solution consiste à trouver un compromis en baissant les exigences sur la rejections hors bande pour améliorer la planitude dans la bande.

2.4 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons étudié et exploré des conceptions de structures CRLH planaires en technologie PCB.

Dans la première partie, nous avons décrit l'analyse théorique et la démarche de conception et d'optimisation d'une structure métamatériaux à base de cellules CRLH. Nous avons fait la démonstration d'une réponse de diagramme de dispersion en utilisant une méthode différentielle qui permet l'extraction de la constante de propagation. L'étude a permis de mettre en évidence la flexibilité du diagramme de dispersion qui peut avoir deux configurations possibles, équilibré et non équilibré. Les bandes de transmission main gauche et main droite sont alors démontrées expérimentalement. Cette partie a également mis en évidence la difficulté d'atteindre un cas équilibré dans le cas réel à cause de son caractère localisé.

Dans la seconde partie, nous avons présenté les résultats d'une étude de faisabilité pour la conception d'un filtre miniature pour une application spatiale. Nous avons proposé d'utiliser l'approche des métamatériaux qui permet la miniaturisation du circuit comme demandé dans le cahier des charges. Nous avons aussi combiné l'approche des métamatériaux basé sur les cellules CRLH avec l'approche des résonateurs pour pouvoir concevoir un filtre large bande avec des réjections importantes. Nous avons pu obtenir des rejections hors bande qui respectent le cahier des charges (> -50 dB). Notre circuit final mesure 6 cm^2 , ce résultat est meilleur que la taille imposée dans le cahier des charges (12 cm^2). Notre filtre présente une miniaturisation d'environ 90% par rapport à un filtre classique à stubs quart d'onde.

Dans le chapitre suivant, nous explorons des conceptions de métamatériaux planaires en utilisant la technologie silicium. Nous proposons également d'intégrer des MEMS pour rendre les structures accordables.

Chapitre 3 : Structures métamatériaux en technologie silicium, agilité en fréquence à l'aide des MEMS

3.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédent des structures métamatériaux planaires conçues en technologie PCB. Nous avons mis en évidence dans la première partie du chapitre la difficulté à obtenir expérimentalement un cas équilibré de diagramme de dispersion.

Dans ce troisième chapitre nous reprenons la structure CRLH présenté dans la première partie du chapitre précédent en utilisant la technologie Silicium.

Dans un premier temps nous optimisons la géométrie de cette cellule pour avoir un nouveau degré de liberté qui permet un meilleur contrôle du diagramme de dispersion. Cette optimisation consiste à ajouter un nouveau stub de type capacitif dans le design de la cellule unitaire, ce qui permet le contrôle de la capacité parallèle C_R du schéma électrique équivalent de la cellule CRLH.

Ensuite, des switch MEMS RF sont introduits dans la structure pour produire la fonction d'accordabilité. Ces MEMS sont de type capacitif et remplace la capacité IDC dans la cellule CRLH unitaire. Ils permettent d'obtenir deux valeurs de capacité selon l'activation ou non du switch. La cellule CRLH produit alors deux diagrammes de dispersion différents réalisant ainsi deux fonctions distinctes.

3.2 Choix technologique et Processus de fabrication.

Les structures proposées dans ce chapitre sont réalisées en technologie coplanaire sur un substrat silicium. Malgré ses pertes élevées, le silicium a été choisi car sa technologie est très répondue et surtout compatible avec l'intégration monolithique et hybride des composants électroniques. De plus, la technologie MEMS emploie ce même procédé technologique de circuits intégrés.

Les structures, fabriquées dans la salle blanche du LAAS, utilisent des plaques de silicium haute résistivité ($> 3 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$) de 4 pouces de diamètre et $500 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Le processus technologique détaillé est décrit ci-dessous et illustré dans la Figure 3.1.

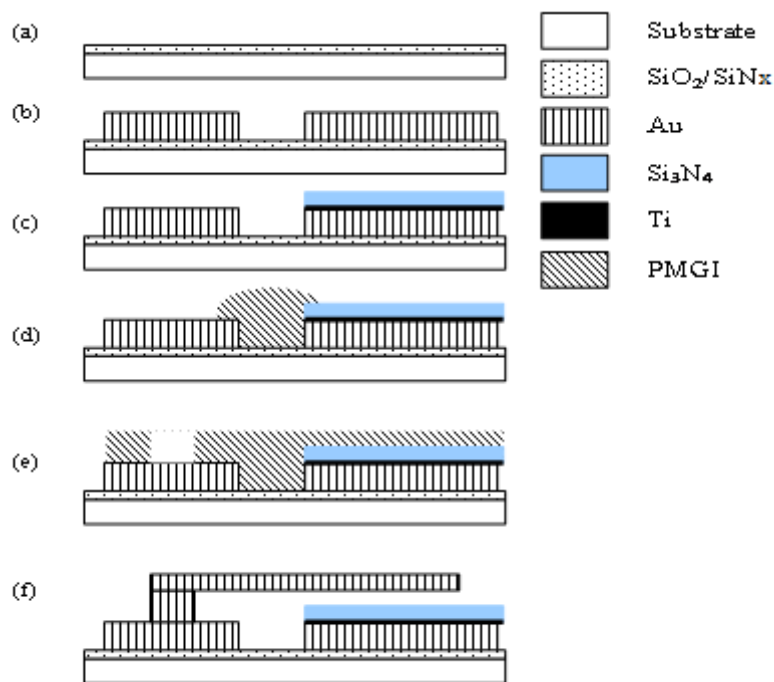


Figure 3.1 : Processus de fabrication technologique utilisé pour la réalisation des structures.

- a. La première étape de fabrication consiste en un nettoyage de type RCA de la plaque de Silicium pour éliminer toutes les pollutions et les contaminations extérieures. Le procédé de nettoyage RCA consiste à oxyder le silicium dans des milieux basique et acide. Cela permet d'emprisonner les polluants organiques et métalliques dans l'oxyde formé. L'opération se termine par l'élimination de cet oxyde superficiel par dissolution dans l'acide fluorhydrique (HF). Ensuite on dépose une bicouche composée de 800 nm de SiO_2 , obtenue par croissance thermique humide, et 600 nm de SiN_x déposée par LPCVD (Low-Pressure Chemical Vapour Deposition). Cette

couche permet de diminuer les pertes diélectriques lors de la propagation du signal dans les CPW.

- b. Une couche d'accrochage de 50 nm d'épaisseur composée de Ti et de Cu est formée par évaporation. Cette couche servira également de support pour l'électrodéposition d'une couche de 2.5 μm d'or qui forme la couche métallique des structures moulée précédemment à l'aide d'une résine. La couche d'accrochage est ensuite gravée chimiquement dans les endroits non métalliques du motif.
- c. Après la fabrication de la structure métallique de la première couche, une couche de 250 nm d'épaisseur de Si_3N_4 est déposée par PECVD et puis gravée par gravure ionique pour former la couche diélectrique de la capacité MEMS.
- d. Les ouvertures gravées dans la première couche métallique sont remplies par un dépôt de résine de type PMGI SF 15 de 2.5 μm d'épaisseur qui est ensuite pré-recuite à 170° C. Après l'étape de photolithographie, cette couche est gravée avant de subir un recuit au four à 230° C pour durcir.
- e. Une couche sacrificielle de 2.5 μm de résine PMGI SF 15 est déposée à la tournette. Cette couche est pré-recuite à 200 °C avant d'être exposée à l'insolation UV pour la graver. Un recuit à 230° C est pratiqué afin d'améliorer la planarisation.
- f. La membrane mobile du MEMS est réalisée sur la couche sacrificielle par un dépôt d'une couche d'or évaporé de 100 nm d'épaisseur, suivie d'une couche de 2.5 μm d'or déposée par électrodéposition. L'étape finale pour libérer les MEMS consiste à enlever la couche sacrificielle à l'aide d'un révélateur suivi par un séchage supercritique au CO_2 .

3.3 Optimisation de la cellule CRLH par l'ajout d'un stub capacitif

3.3.1 Principe.

Nous avons mis en évidence dans le Chapitre 2 la difficulté à concevoir une cellule CRLH équilibrée à cause de l'interdépendance entre ses éléments. En reprenant les données de la Figure 2.1 et de la Figure 2.2, la variation des caractéristiques géométriques de l'IDC permet le contrôle de la capacité série C_L . La géométrie du stub en court-circuit permet le contrôle de l'inductance parallèle L_L . Les éléments C_R et L_R , considérés comme des éléments parasites, ne sont pas contrôlables.

En technologie micro-ruban la capacité C_R représente le couplage produit entre l'IDC et la masse qui se trouve dans la partie inférieure du substrat. Ce couplage dépend directement de la taille de l'IDC. Contrairement à cela, en technologie coplanaire, la masse se trouve sur le même plan de l'IDC, ce type de couplage n'existe donc pas. La valeur de cette capacité parasite ne dépend plus de la taille de l'IDC mais uniquement de la largeur du gap entre l'IDC et les deux plans de masse [52]. De plus, la valeur de cette capacité parasite C_R en technologie coplanaire est faible comparée à sa valeur en technologie micro-ruban.

L'idée d'optimisation envisagée pour la cellule CRLH consiste à ajouter un nouvel élément qui nous permet de contrôler la valeur de la capacité C_R . Le contrôle de cet élément doit être indépendant des autres éléments de la cellule pour permettre une meilleure manipulation de la réponse fréquentielle de la cellule. Pour ajouter ce nouveau degré de liberté, un nouveau stub en circuit-ouvert est ajouté dans le design de la cellule CRLH unitaire. Ce stub aura un effet capacitif et contrôlera dorénavant la capacité C_R .

La cellule conçue est symétrique, composée de deux IDC de part et autre du stub fermé, avec le stub en circuit-ouvert ajouté en vis-à-vis du stub fermé. Cette cellule peut être modélisée par le schéma équivalent détaillé présenté dans la Figure 3.2.

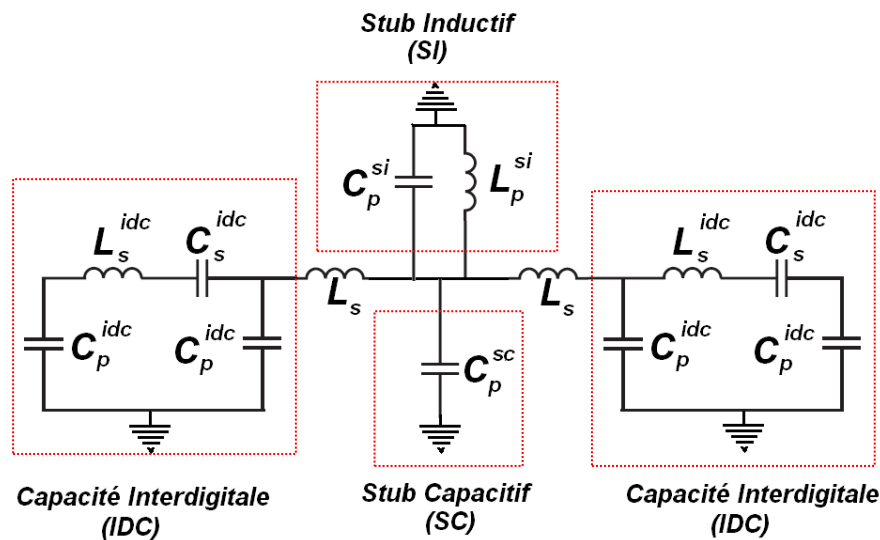


Figure 3.2 : Schéma équivalent sans pertes de la cellule CRLH optimisée à l'aide du stub en circuit ouvert.

En négligeant l'inductance L_s produite par la jonction entre la ligne du signal et les stubs, ainsi que la capacité parasite C_p^{si} du stub en court-circuit, on obtient les expressions suivantes pour les éléments du schéma équivalent simplifié de la cellule CRLH unitaire (Figure 3.3) :

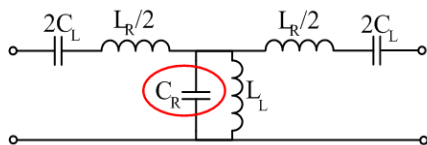


Figure 3.3 : Schéma équivalent simplifié de la cellule CRLH.

$$\begin{aligned} L_R &= 2L_s^{idc} \\ C_R &= 4C_p^{idc} + C_p^{sc} \\ L_L &= L_p^{si} \\ C_L &= C_s^{idc} \end{aligned} \quad (3.1)$$

La valeur C_R du circuit équivalent (Figure 3.3) est constituée de la partie parasite de l'IDC et de l'effet capacitif du nouveau stub en circuit-ouvert ; ces deux valeurs s'additionnent car les deux capacités sont en parallèle. On pourra donc faire varier la valeur de l'élément C_R en variant la géométrie du stub ouvert sans modifier la géométrie des autres éléments.

3.3.2 Procédure de conception

Dans le travail actuel, notre intérêt est de vérifier les résultats de cette approche sans chercher à avoir un cas équilibré dans la réponse de la cellule CRLH. La procédure de conception des éléments de la cellule CRLH est semblable à celle utilisée dans le chapitre précédent.

Les dimensions de la ligne 50 Ohms sont calculées à l'aide de l'outil Linecalc puis optimisées sous HFSS ; la combinaison choisie prend en compte les limites imposées par les pointes de mesures RF (pitch égale à 150 μm). Les dimensions finales sont : 70 μm pour la largeur de la ligne (W) et 50 μm pour le gap (G).

L'IDC est calculée à partir des équations (2.5)-(2.7) proposées dans le chapitre précédent. Les contraintes technologiques sont prises en compte ; le processus utilisé permet une précision de gravure (largeur de ligne et espacement) d'au moins 10 μm . L'IDC est composée par 2x10 doigts d'une longueur 375 μm , une largeur de 10 μm et un espacement entre les doigts de 10 μm .

Le stub court-circuité est calculé à partir de la relation (2.11). Les dimensions utilisées sont : 20 μm pour la largeur de la ligne, 60 μm pour le gap et 375 μm pour la longueur.

Quant au nouveau stub en circuit ouvert (Figure 3.4), sa valeur est donnée par la relation de l'impédance ramenée (2.8) ; ce stub est équivalent à une ligne de longueur l ouverte à l'extrémité, c'est-à-dire fermée sur une charge infinie ($Z_L = \infty$). Dans ce cas l'équation (2.8) devient :

$$Z_{in} = \frac{Z_c}{j \tan \beta l} \quad (3.2)$$

D'un autre côté l'impédance d'une capacité idéale s'écrit :

$$Z_{capacité} = \frac{1}{jC\omega} \quad (3.3)$$

L'identification des deux équations (3.2) et (3.3) permet d'en déduire :

$$C = \frac{\tan(\beta l)}{Z_c \omega} \quad (3.4)$$

où l est la longueur physique du stub et Z_c est son impédance caractéristique.

Cette longueur doit être inférieure à $\lambda_g/4$ pour que le stub reste capacitif. L'équation précédente montre que, pour une longueur donnée, une diminution de Z_c produit une augmentation de la valeur de la capacité C .

A noter, que dans la longueur du stub en circuit ouvert il faut considérer la capacité parasite à la terminaison du stub, qui équivaut à une longueur additionnelle (l_{oc}). La longueur apparente ($l+l_{oc}$) est donc plus grande que sa longueur physique l . Pour minimiser cet effet parasite, qui est dispersif, nous avons intérêt à ce que le gap à la terminaison du stub (g) soit grand (Figure 3.4). En général les conditions énumérées dans l'équation (3.5) permettent d'avoir une valeur l_{oc} minimale indépendante de la fréquence [52].

$$g \geq W + 2G \quad \text{et} \quad 0.2 \leq \frac{W}{W + 2G} \leq 0.8 \quad (3.5)$$

Dans ces conditions, cette valeur est calculée à l'aide de l'expression rapprochée suivante [52] :

$$l_{oc} = \frac{W + 2G}{4} \quad (3.6)$$

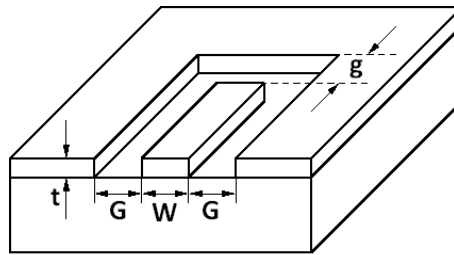


Figure 3.4 : Stub coplanaire en circuit ouvert.

En respectant les contraintes technologiques ainsi que les conditions énumérées précédemment, le stub coplanaire en circuit ouvert présente une longueur de $375 \mu\text{m}$, une largeur de ligne de $80 \mu\text{m}$ et un gap de $20 \mu\text{m}$. Le gap à la terminaison du stub (g) est égale à $170 \mu\text{m}$ (Figure 3.4).

Deux structures sont conçues pour vérifier l'idée proposée : une cellule CRLH classique constituée des capacités IDC et du stub fermé, et une cellule optimisée avec l'ajout du stub en circuit ouvert (Figure 3.5).

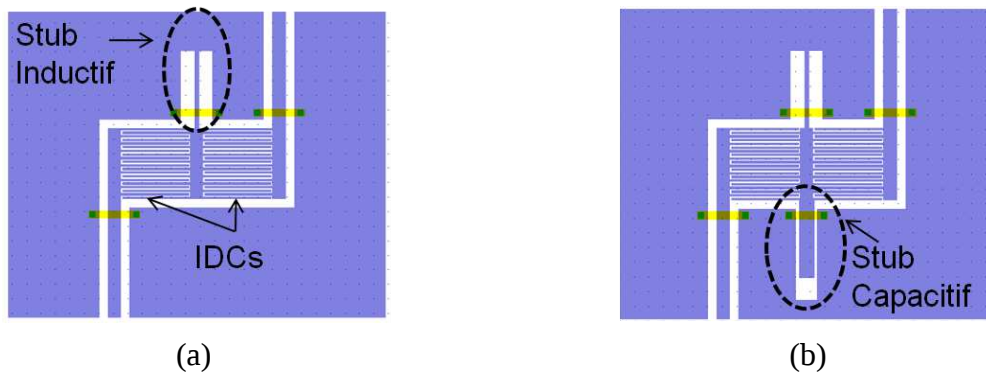


Figure 3.5 : (a) la cellule CRLH classique. (b) la cellule CRLH optimisée ; un stub en circuit ouvert est ajouté dans le design.

3.4 Optimisation de la cellule CRLH par l'utilisation des MEMS : fonction d'agilité.

3.4.1 Généralités sur les MEMS RF:

Les MEMS (MicroElectricalMechanical System) sont des microsystèmes comprenant un ou plusieurs éléments mécaniques capables d'être déplacés ou déformés dans le but de réaliser une fonction précise comme une commutation électrique.

Plusieurs techniques sont utilisées pour créer le mouvement mécanique, on peut citer l'utilisation de l'effet thermique, l'utilisation de matériaux piézoélectriques ou encore l'utilisation d'un champ électrostatique ou magnétostatique.

Actuellement les MEMS actionnés à l'aide d'un champ électrostatique sont les plus utilisés. L'actionnement est réalisé en appliquant une différence de potentiel entre les deux électrodes ce qui crée des charges positives / négatives. Ces dernières produisent des forces d'attraction de Coulomb qui entraînent le mouvement de l'électrode mobile.

En général, deux topologies de MEMS RF sont utilisées : un pont soutenu par deux ancrages ou une poutre soutenue par un seul ancrage (Figure 3.6). Les deux types nécessitent une zone de polarisation de manière à agir sur le pont. Selon l'utilisation requise, deux types de MEMS RF existent : capacitifs (métal-isolant-métal) ou résistif appelé aussi ohmique (métal-métal).

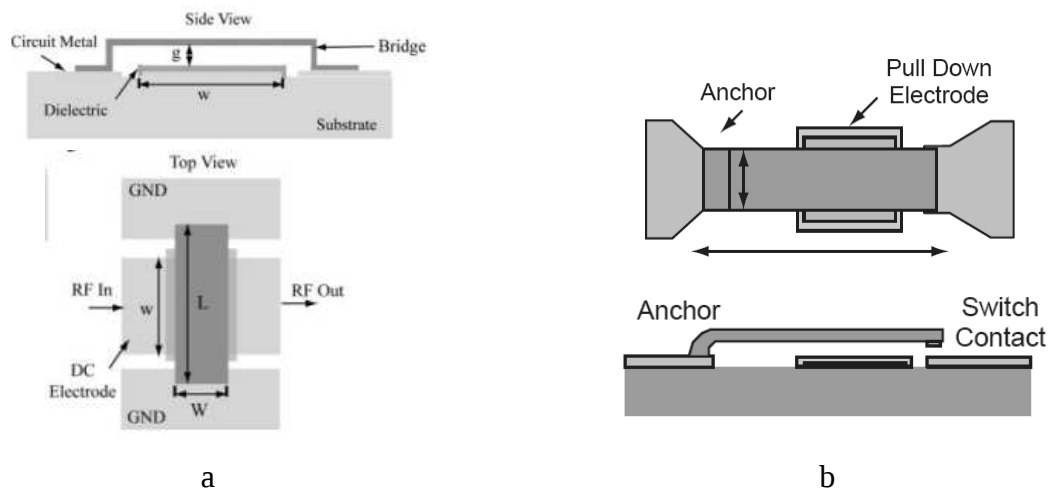


Figure 3.6 : MEMS avec : (a) pont soutenu par deux ancrages [53]. (b) pont soutenu par un seul ancrage (poutre) [54].

Le premier MEMS RF a été présenté en 1991[55], il a été conçu pour fonctionner à 45 GHz. En dépit de l'immaturité des MEMS RF dans les années 90, un commutateur ohmique [56] et

un commutateur à contact capacitif [57] ont été réalisés. Depuis, les MEMS n'ont cessé d'évoluer. Actuellement, les MEMS RF peuvent fonctionner jusqu'à 220 GHz [58].

Avantages et inconvénients des switches MEMS RF

Dans certains circuits RF les MEMS ont pris la place des diodes PIN et des FET. Les avantages des switches MEMS sont nombreux [54][59]:

- Une consommation proche de zéro: l'actionnement électrostatique exige une tension mais ne consomme pas de courant.
- Une très bonne isolation et de faibles pertes d'insertion ($<0.1-0.2$ dB).
- Une très bonne linéarité.
- Un facteur de qualité élevé qui pourra atteindre 50 - 400 de 2 à 100 GHz.
- Une puissance qui peut atteindre 10 W.
- Un faible coût de fabrication car les MEMS RF sont fabriqués en utilisant les techniques de micro-usinage de surface classique.

Les MEMS RF ont aussi des défauts [54] [59]:

- Un temps de commutation relativement faible (typiquement entre 2-40 us). Toutefois, il est possible d'avoir des temps de commutation inférieur à 1 μ s en augmentant la tension de commande.
- Une tension de commande importante ; entre 20 et 100 V ; ce qui nécessite des circuits de commande à haute tension.
- La fiabilité des MEMS matures est de 0,1 - 10 milliards cycles. Toutefois, des limitations restent encore pour des systèmes travaillant dans des conditions spécifiques nécessitant puissance ou haute température.
- Packaging : les MEMS nécessitent d'être isolés dans une atmosphère inerte (azote, argon...) et avec un très faible taux d'humidité [60]. Le packaging joue un effet considérable sur la fiabilité des MEMS, actuellement, les coûts d'un bon packaging sont encore élevés.

Il est vrai que tous les problèmes relatifs à la technologie MEMS RF ne sont pas encore totalement réglés, notamment en terme de fiabilité sur du long terme. Cependant les avancées récemment accomplies sur d'autres problématiques comme le packaging, l'accroissement des vitesses de commutation ou la tenue en puissance laissent envisager de nombreuses applications dans le domaine des micro-ondes.

3.4.2 Principe de l'idée et procédure de conception

Pour permettre l'agilité de la cellule CRLH précédente, il est proposé d'utiliser un MEMS de type capacitif pour remplacer la capacité IDC, cette dernière étant en série le MEMS sera en série et aura une topologie de poutre soutenue par un seul ancrage (Figure 3.7.a). Une capacité série est ainsi produite. Cela va permettre d'avoir deux valeurs distinctes du composant C_L dans le modèle équivalent idéal de la cellule CRLH (Figure 3.3).

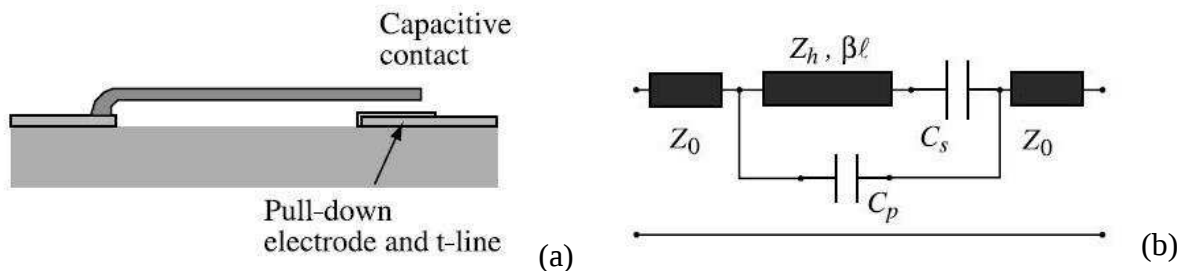


Figure 3.7 : (a) Schéma d'un MEMS capacitif en série et (b) son modèle électrique [61].

La partie mobile du MEMS est soutenue par un seul ancrage (poutre). Le dépôt d'un diélectrique (SiN_x) entre la partie mobile du MEMS et la partie statique permet d'avoir une isolation électrique et donc un MEMS de type capacitif. A l'état haut (sans polarisation), le MEMS produit une capacité série faible. A l'état bas (avec polarisation), le MEMS produit une capacité série de valeur plus élevée. Les dimensions horizontales du MEMS sont imposées pour être les mêmes que les dimensions de la capacité IDC qu'ils ont remplacés. Les dimensions verticales sont imposées par le processus de fabrication technologique présenté en début du chapitre.

Le circuit équivalent de ce MEMS est proposé dans la Figure 3.7.b, C_s représente la capacité entre la poutre et l'électrode. C_p la capacité du gap qui sépare les deux électrodes. La poutre est modélisée par une ligne d'impédance caractéristique Z_h et de longueur $\beta\ell$.

En transformant ce schéma par simplification, la capacité série apparente du MEMS est égale à $C_u = C_s + C_p$ [61]. La poutre peut être modélisée par le modèle électrique d'une ligne (inductance en série et capacité en parallèle). Cela amène le modèle électrique du MEMS au même modèle utilisé pour la capacité IDC. Le schéma équivalent utilisé précédemment pour modéliser la cellule CRLH basée sur la capacité IDC (Figure 3.3) peut ainsi être utilisé pour modéliser la présente cellule CRLH basée sur les MEMS.

La Figure 3.8 présente la cellule CRLH modifiée où la capacité IDC est remplacée par le MEMS capacitif.

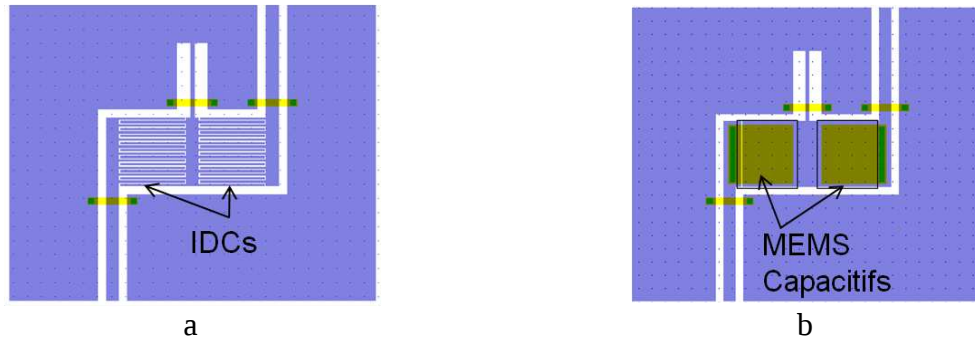


Figure 3.8 : Cellule CRLH (a) avec IDC. (b) avec le remplacement des IDCs par des MEMS.

3.5 Simulations électromagnétiques

3.5.1 Ajout du stub ouvert

La cellule CRLH classique et la cellule optimisée à l'aide du stub ouvert sont simulées à l'aide du logiciel HFSS-Ansoft (Figure 3.9) dans la plage de fréquence [0.5 – 25 GHz].

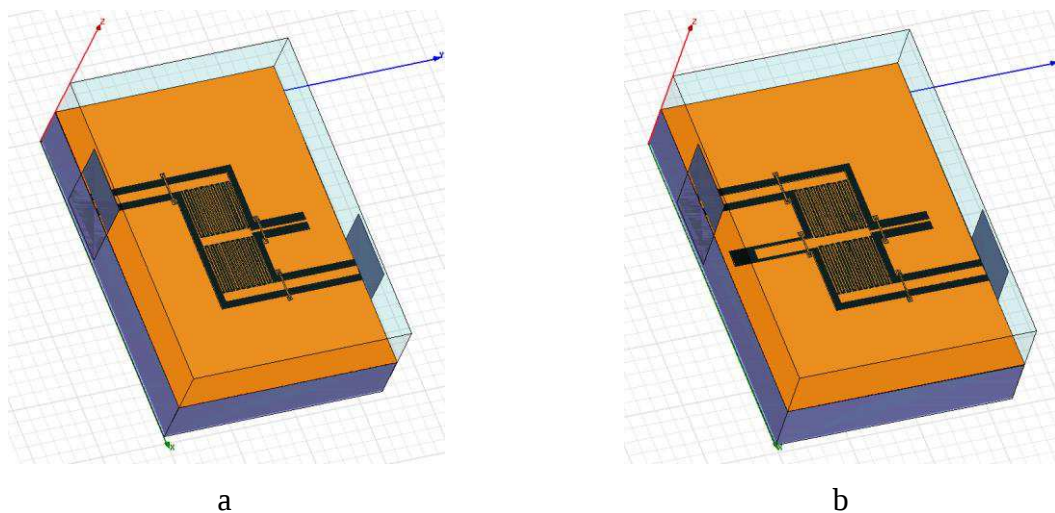


Figure 3.9 : Le design des deux cellules sous HFSS. (a) cas classique. (b) cas avec stub CO.

Pour éviter la propagation du mode coplanaire parasite (mode fente), des ponts à air sont utilisés pour réaliser des connexions masse à masse, ce qui permet de remettre au même potentiel les deux points connectés de la masse. Cela améliore la symétrie électrique et évite la propagation du mode fente parasite de la ligne coplanaire. Il est recommandé de placer ces ponts à air au niveau des discontinuités des circuits coplanaires comme les coudes et les

jonctions. Ces ponts créent une capacité parasite de type parallèle entre la masse et le conducteur central qu'on peut minimiser en réalisant des ponts élevés et étroits.

Les résultats de simulations des deux structures sont illustrés dans la Figure 3.10. On observe une modification de la réponse suite à l'ajout du stub ouvert, visible sur les courbes de réflexion par un shift en fréquence, ainsi que sur les courbes de transmission par un déphasage.

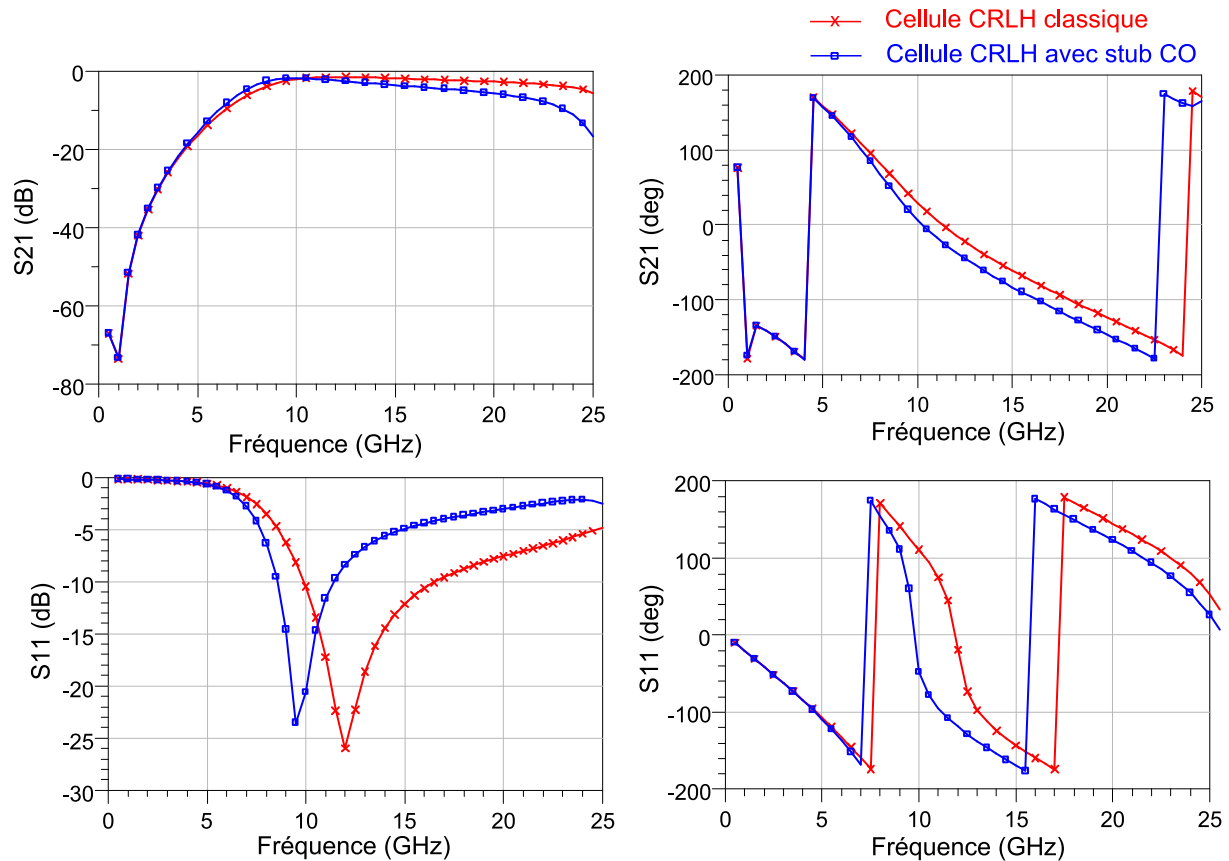


Figure 3.10 : Résultats des simulations électromagnétiques des deux structures CRLH classique et CRLH optimisée avec le stub CO.

Afin de vérifier l'effet exact de l'ajout du stub ouvert sur les éléments de la cellule CRLH, nous avons modélisé les résultats des simulations électromagnétiques par des schémas électriques équivalents.

Cette modélisation permet de vérifier les modifications produites par l'optimisation de la cellule CRLH et de tracer les diagrammes de dispersion des structures en mettant en évidence la variation de ses fréquences caractéristiques.

La modélisation électrique est faite à l'aide du logiciel ADS-Agilent (Figure 3.11). Les composants représentant les lignes d'accès ainsi que les pertes sont ajoutés dans le circuit équivalent: la ligne d'accès est modélisée par un tronçon de ligne idéale dont la longueur électrique est donnée par une modélisation précédente. Les pertes diélectriques sont modélisées par une résistance en parallèle R_p . Les pertes métalliques sont modélisées par une résistance en série R_s en parallèle avec une inductance L_{peau} pour modéliser correctement les pertes métalliques causées par l'effet de peau qui augmentent en hautes fréquences.

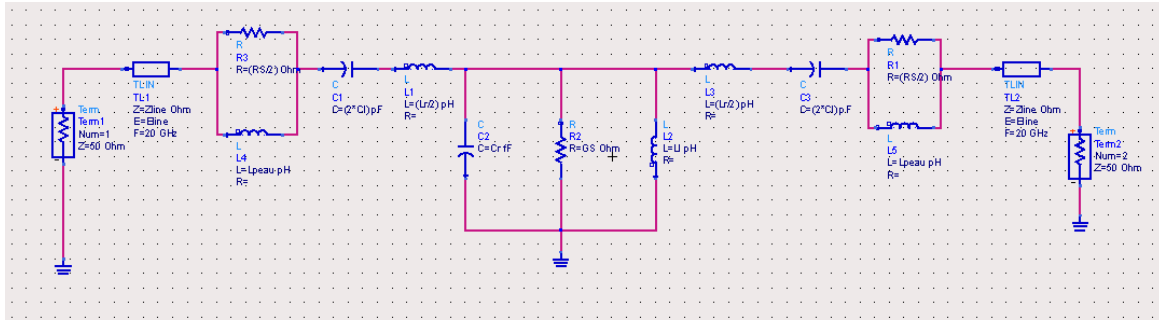


Figure 3.11 : Schéma électrique équivalent utilisé sous ADS pour modéliser les structures.

Les résultats de la simulation électromagnétique et de la simulation du schéma électrique équivalent de la cellule classique et de la cellule CRLH optimisée avec le stub ouvert sont présentés respectivement dans la Figure 3.12 et la Figure 3.13.

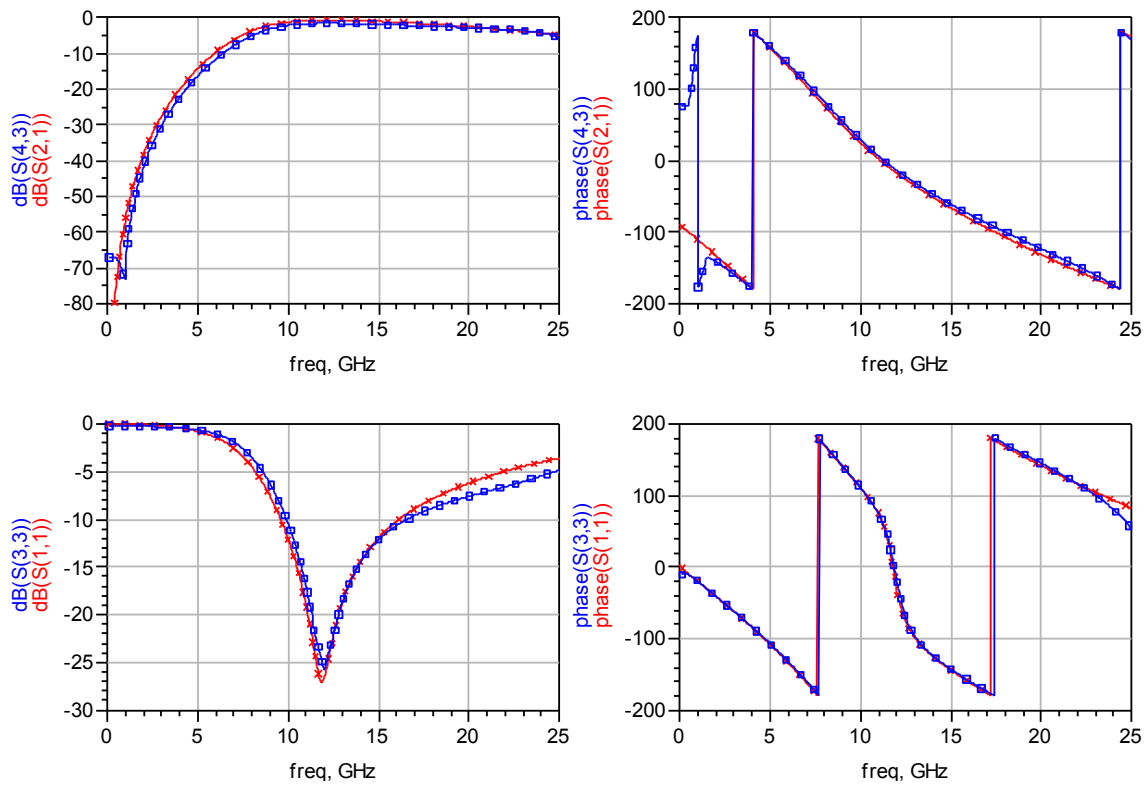


Figure 3.12 : Résultats de la simulation électromagnétique et du schéma électrique équivalent de la structure CRLH classique.

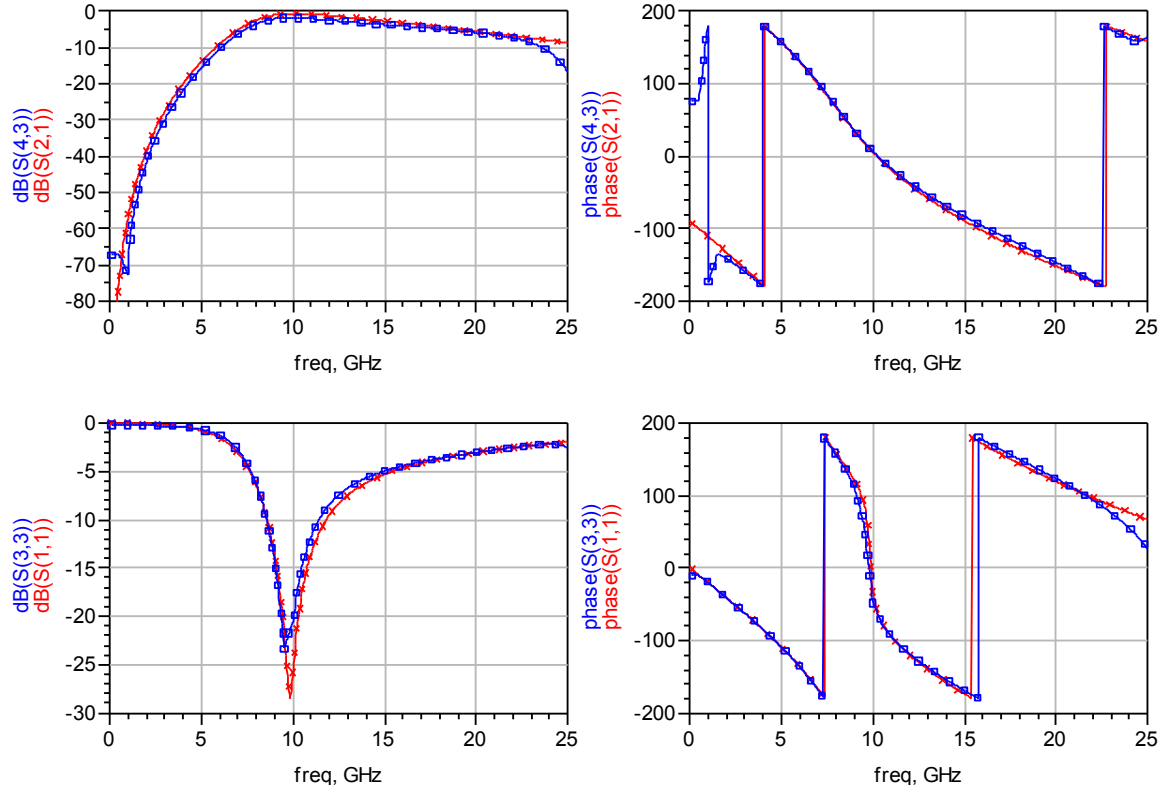


Figure 3.13 : Résultats de la simulation électromagnétique et du schéma électrique équivalent de la structure CRLH optimisée avec le stub ouvert.

Le Tableau 3.1 récapitule les valeurs des éléments extraites à partir des modélisations électriques précédentes pour les deux structures.

Tableau 3.1 : Valeurs des éléments du schéma équivalent correspondant aux simulations électromagnétiques de la cellule CRLH classique et de la cellule CRLH optimisée à l'aide du stub ouvert.

Cellules	C_L (pF)	L_R (pH)	C_R (fF)	L_L (pH)
CRLH classique	0.23	430	490	290
CRLH avec stub CO	0.23	430	700	290

Dans le cas de l'ajout du stub ouvert seule la valeur de la capacité parallèle C_R est modifiée. Comme attendu, l'ajout du stub ouvert permet de contrôler la valeur de C_R indépendamment des autres valeurs du circuit équivalent : la valeur C_R est passée de 490 fF à 700 fF.

Afin d'avoir des informations sur la nature de la réponse (main gauche, main droite, bande interdite) ainsi que sur les changements fréquentiels produits, nous avons tracé la constante de phase β des deux structures à partir des valeurs des éléments extraits précédemment en utilisant l'équation (3.7). Les lignes d'accès et les pertes ne sont pas prises en compte.

$$\beta \cdot a = \text{acos} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\omega^2 L_L C_L} + \omega^2 L_R C_R - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right) \right] \right\} \quad (3.7)$$

Les diagrammes des deux structures sont présentés dans la Figure 3.14. Nous remarquons que l'ajout du stub capacitif modifie le diagramme de dispersion comme attendu. Le diagramme est non équilibré, composé d'une bande main gauche, une bande interdite et une bande main droite.

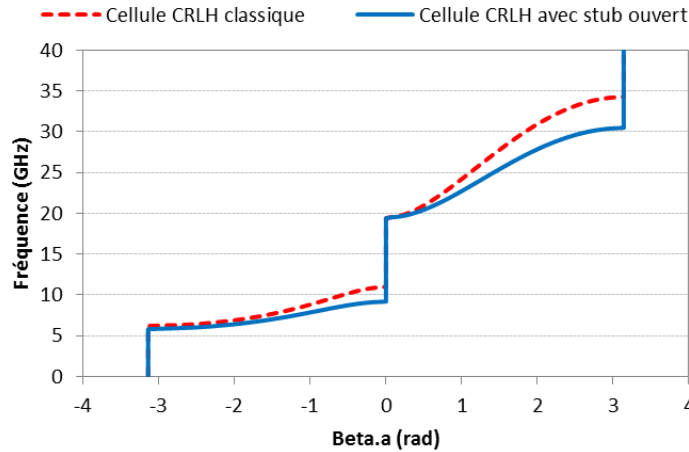


Figure 3.14 : Constante de phase βa issu des simulations électromagnétiques de la cellule CRLH classique et de la cellule CRLH optimisée à l'aide du stub ouvert.

L'ajout du stub CO a pour conséquence une modification des fréquences caractéristiques f_{L1} et f_{CRH} qui correspondent respectivement à la limite supérieure de la bande main gauche et à la limite supérieure de la bande main droite, comme récapitulé dans le Tableau 3.2. Le diagramme tracé est extrapolé jusqu'à la fréquence de 35 GHz pour monter la limite de la bande main droite. A noter que notre structure a été simulée et modélisée jusqu'à 25 GHz. L'ajout du stub ouvert a permis une agilité des fréquences f_{L1} et f_{CRH} d'environ 17%.

Tableau 3.2 : Fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion calculées à partir des résultats de simulations électromagnétiques de la cellule CRLH classique et de la cellule CRLH optimisée à l'aide du stub ouvert.

Cellules	f_{CLH} (GHz)	f_{L1} (GHz)	f_{L2} (GHz)	f_{CRH} (GHz)
CRLH classique	8	11	19.5	26.8
CRLH avec Stub CO	8	9.1	19.5	22.3

3.5.1.1 Variation de la longueur du stub ouvert.

Dans cette partie, nous allons montrer l'effet de la variation de la longueur du stub ouvert sur l'agilité de la cellule.

La Figure 3.15 illustre les résultats de la simulation électromagnétique sous HFSS de quatre cellules unitaires : la cellule de référence sans le stub CO, des cellules avec un stub CO d'une longueur respective de 175 μm , 375 μm et 575 μm . Les réponses montrent un shift du pic dans l'amplitude de S_{11} et un déphasage dans la réponse de S_{21} .

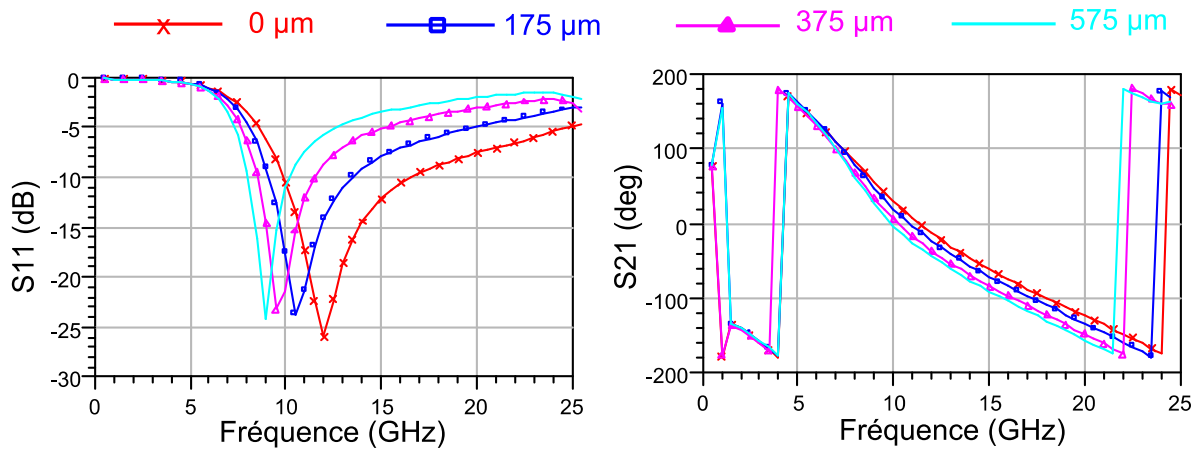


Figure 3.15 : Résultats des simulations électromagnétiques sous HFSS de la cellule CRLH optimisée en variant la longueur du stub ouvert.

Les résultats des quatre simulations sont modélisés par le circuit électrique équivalent proposé précédemment (Figure 3.11). Ces modélisations ont confirmé le résultat précédemment trouvé concernant l'effet du stub ouvert sur le seul élément C_R . Le Tableau 3.3 récapitule les valeurs de l'élément C_R extraites des modélisations électriques des quatre structures. Les valeurs des autres éléments C_L , L_L et L_R n'ont pas changé (Tableau 3.1). Comme attendu, l'augmentation de la longueur du stub ouvert a permis d'augmenter la valeur de C_R indépendamment des autres valeurs du circuit équivalent.

Tableau 3.3 : Valeurs de C_R issues du schéma équivalent correspondant aux simulations électromagnétiques des cellules CRLH avec différentes longueurs du stub ouvert.

Longueur du stub ouvert	0 μm	175 μm	375 μm	575 μm
C_R (fF)	490	570	700	830

De la même manière, nous avons tracé la constante de phase β des quatre structures à partir des valeurs du circuit équivalent en utilisant l'équation (3.7). Les diagrammes des quatre structures sont présentés dans la Figure 3.16. Nous remarquons que la variation de la longueur du stub capacitif modifie le diagramme de dispersion, en modifiant les fréquences caractéristiques $f_{\Gamma I}$ et f_{cRH} .

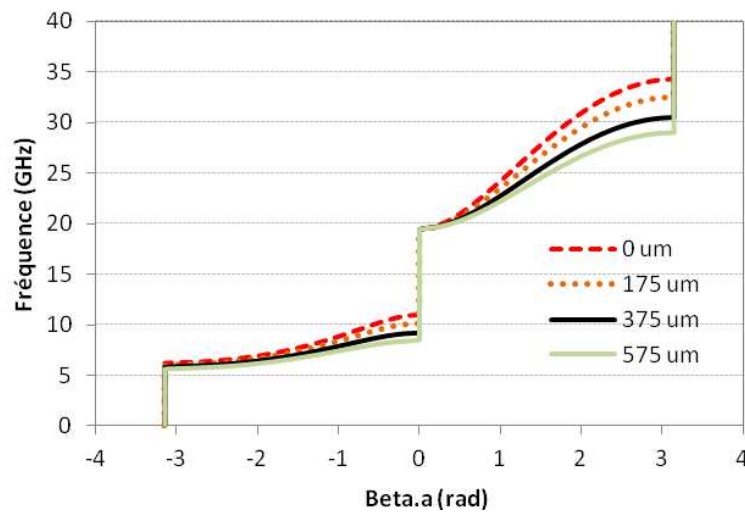


Figure 3.16 : Constante de phase βa issu des simulations électromagnétiques de la cellule CRLH optimisée avec les différentes longueurs du stub ouvert.

La conséquence de ces modifications sur les fréquences caractéristiques du diagramme est récapitulée dans le Tableau 3.4.

Tableau 3.4 : Récapitulation des différentes valeurs de C_R , des fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion et des pourcentages d'agilité calculées à partir des résultats des simulations électromagnétiques des cellules CRLH étudiées précédemment.

L stub CO	C_R (fF)	f_{cL} (GHz)	f_{l1} (GHz)	f_{l2} (GHz)	f_{cR} (GHz)	% C_R	% f_{l1} et f_{cR}
0 μm	490	9,7	13,3	16	22	-	-
175 μm	570	9,7	12,3	16	20,3	16%	7,5%
375 μm	700	9,7	11,2	16	18,4	43%	17%
575 μm	830	9,7	10,2	16	16,8	70%	23,5%

La variation de la longueur du stub CO de 0 à 575 μm a permis une agilité des fréquences f_{l1} et f_{cRH} allant jusqu'à 23,5%. Pour limiter l'espace utilisé par le stub et ainsi garder une structure miniature, il est possible de plier le stub une ou plusieurs fois, un stub court-circuité plié deux fois a permis de réduire sa longueur physique de moitié dans une structure CRLH proposée dans [62].

3.5.2 Ajout du MEMS

Dans nos travaux, nous proposons de remplacer la capacité IDC par un MEMS capacitif pour contrôler la valeur de la capacité série et ainsi contrôler la réponse fréquentielle de la cellule métamatériaux.

Les structures à base de MEMS sont simulées sous HFSS dans la plage de fréquence [0.5-25 GHz]. Deux simulations sont effectuées ; une à l'état haut des MEMS et l'autre à l'état bas.

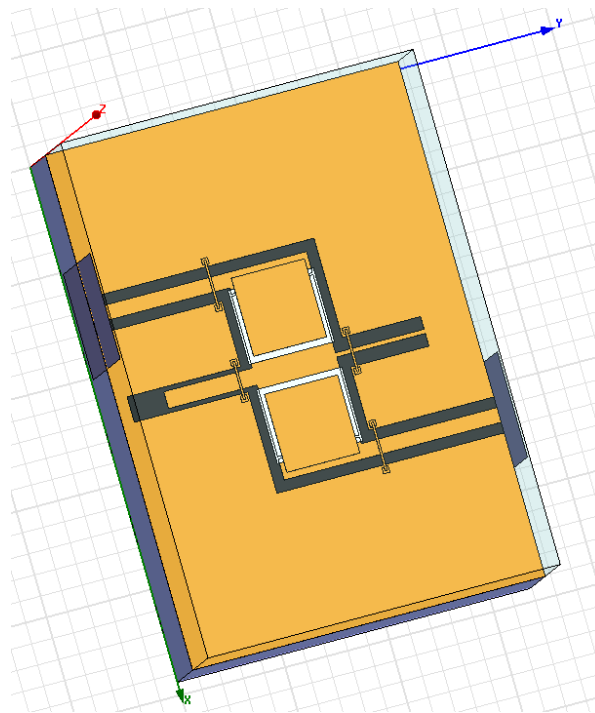


Figure 3.17 : Le design de la cellule avec les MEMS simulée sous HFSS.

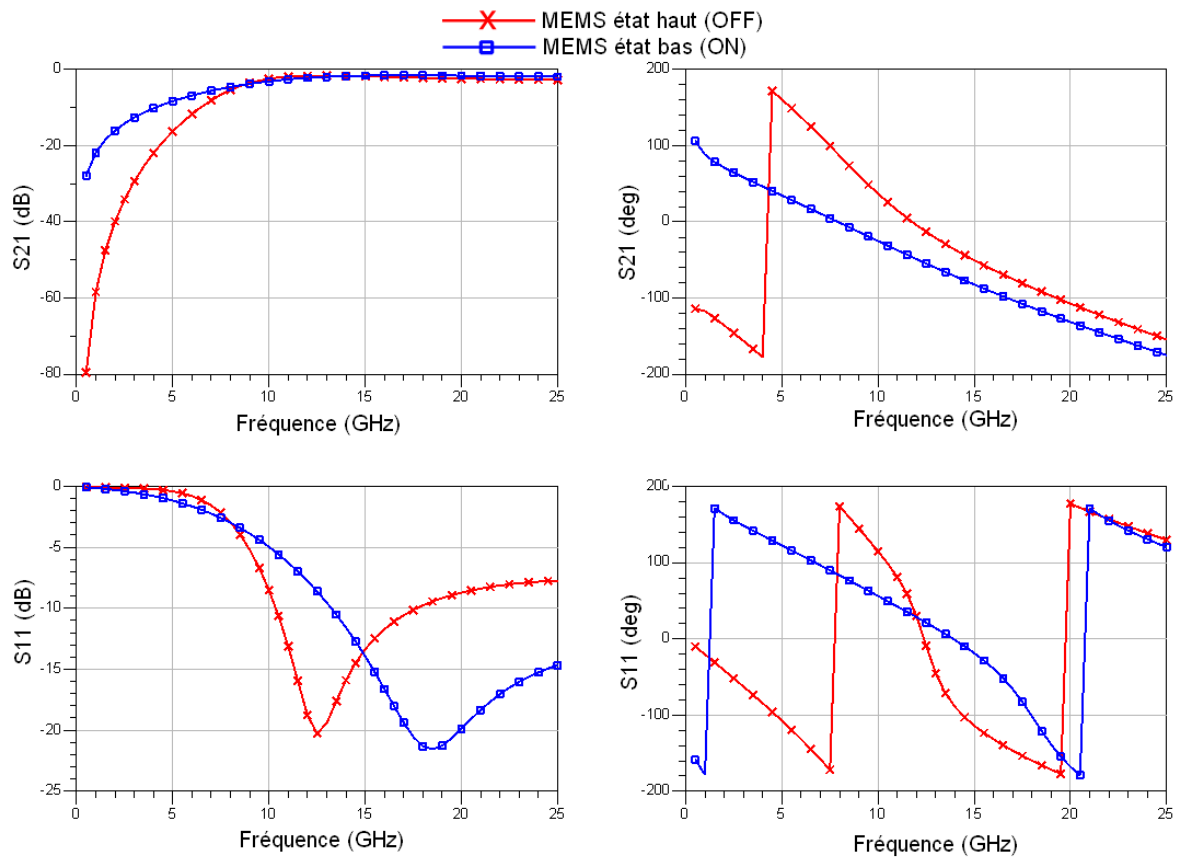


Figure 3.18 : Résultats des simulations électromagnétiques de la structure CRLH avec MEMS à l'état haut et à l'état bas.

La Figure 3.18 présente les résultats de simulation électromagnétique de la structure à base de MEMS à l'état haut et à l'état bas. Un changement de réponse est produit.

Comme pour le cas des structures à base d'IDC, le schéma électrique équivalent utilisé auparavant (Figure 3.11) est utilisé pour modéliser les résultats de la simulation électromagnétique.

Le Tableau 3.5 récapitule les valeurs des éléments extraits à partir des résultats de la simulation électromagnétique.

Tableau 3.5 : Valeurs des éléments du schéma équivalent correspondant aux simulations électromagnétiques de la cellule CRLH avec MEMS à l'état haut et à l'état bas.

	C_L (pF)	L_R (pH)	C_R (fF)	L_L (pH)
CRLH avec MEMS état haut	0.22	320	410	290
CRLH avec MEMS état bas	13	200	380	290

La valeur de L_L est inchangeable, celle de C_R et L_R varient, cela est expliqué par le changement de l'impédance caractéristique de la ligne (ligne + poutre) entre l'état haut des MEMS et l'état bas.

La valeur de la capacité série C_L passe de 0.22 pF à 13 pF, cela est dû au changement d'état des MEMS, chacun des deux MEMS voit sa valeur passer de 0.44 pF à 26 pF.

En théorie la valeur de la capacité à l'état haut est calculée à partir de la relation :

$$C_{up} = \frac{\varepsilon_0 S}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (3.8)$$

Quant à la capacité théorique à l'état bas, elle est calculée à partir de:

$$C_{down} = \frac{\varepsilon_0 S \varepsilon_r}{t_d} \quad (3.9)$$

avec ε_0 la permittivité du vide, S la surface des électrodes en contact, g la hauteur du gap d'air, t_d l'épaisseur du diélectrique et ε_r sa permittivité électrique.

Le Tableau 3.6 regroupe les valeurs théoriques et celles issues de la simulation électromagnétique.

Tableau 3.6 : Comparaison entre les valeurs théoriques et les valeurs des simulations électromagnétiques des capacités des MEMS.

	Théorie	Simulation électromagnétique
C_{up} (pF)	0.4	0.44
C_{down} (pF)	24	26
Ratio	60	59

On observe que les capacités extraites des simulations électromagnétiques concordent avec les valeurs théoriques. La légère différence est due aux effets de bord qui ne sont pas pris en compte dans le calcul théorique.

Tableau 3.7 : Fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion calculées à partir des résultats de simulations électromagnétiques des cellules à base des MEMS.

Cellules	f_{CLH} (GHz)	f_{L1} (GHz)	f_{L2} (GHz)	f_{CRH} (GHz)
CRLH MEMS état haut	9.96	14.6	18.96	27.79
CRLH MEMS état bas	1.29	3.12	15.16	36.51
Accordabilité %	87%	78%	20%	31%

La conséquence de ces modifications sur les fréquences caractéristiques du diagramme est récapitulée dans le Tableau 3.7. Les fréquences f_{CLH} et f_{L1} ont été déplacées d'une valeur allant jusqu'à 87%. Ce qui démontre l'intérêt des MEMS pour réaliser de fortes accordabilités. D'un autre côté, les fréquences f_{L2} et f_{CRH} n'auraient pas dû varier, leur variation est due à la variation des valeurs de C_R et L_R qui est un effet parasite causé par la modification de l'impédance caractéristique de la ligne lors de l'actionnement du MEMS. Nous devons tenir compte de ces modifications parasites lors des conceptions des circuits reconfigurables.

3.6 Résultats des mesures et discussion

Les différentes structures ont été fabriquées (Figure 3.19) au LAAS-CNRS selon le processus technologique décrit dans le paragraphe 3.2.

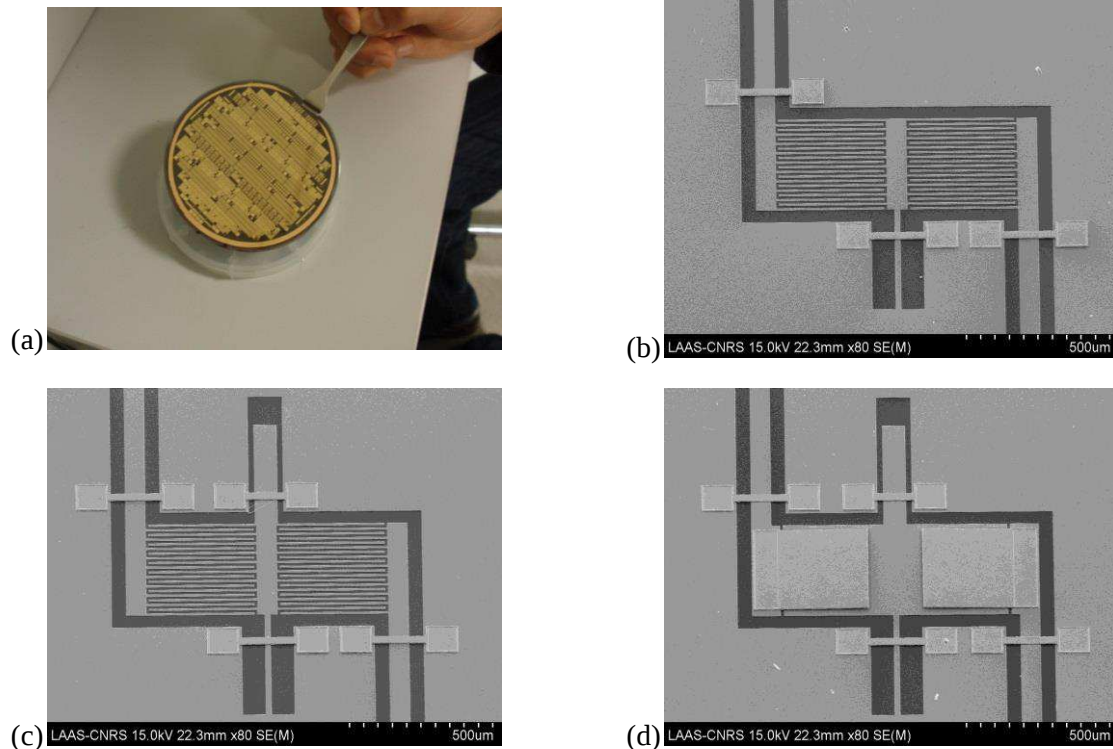


Figure 3.19 : (a) Plaquette de silicium contenant les structures fabriquées. Photographies MEB des structures fabriquées : (b) la cellule CRLH classique et (c) la cellule optimisée avec le stub ouvert, (d) la structure CRLH à base de MEMS.

3.6.1 Mesures DC sur les MEMS

Ces mesures appelées $C(V)$ ont pour objectif de tracer la capacité du MEMS en fonction de la tension appliquée pour récupérer la valeur de la capacité en état bas et en état haut ainsi que pour définir la tension d'activation du MEMS.

Notre mesure $C(V)$ est réalisée à l'aide d'un signal triangulaire d'une fréquence de 1 Hz. Les résultats reportés dans la Figure 3.20 montrent que lorsque la tension appliquée augmente, nous observons dans un premier temps que la capacité reste stable dans sa valeur initiale d'environ 1 pF, la membrane reste dans ce cas stable à l'état haut. Au moment où la tension appliquée atteint la tension d'actionnement « pull-in » d'environ 30 V, la capacité augmente, la membrane est dans ce cas en contact mécanique avec le diélectrique, la capacité à l'état bas est d'environ 11 pF. Théoriquement, lors de la baisse de tension, la capacité diminue car la

membrane est faiblement en contact jusqu'à atteindre la tension de relâchement « pull-up » qui permet à la membrane de retourner à sa position initiale. Dans notre cas cette tension de relâchement « pull-up » n'est pas facilement détectable, la courbe montre que la membrane reprend sa position initial d'une manière linéaire.

Les mesures DC ont permis également de mesurer le temps de commutation en utilisant un signal carré. Le temps de commutation mesurée est d'environ 200 μ s.

Ce temps de commutation est très élevé par rapport aux temps atteints actuellement avec les MEMS RF (autour de 1 μ s). Mais ce résultat est attendu dans notre cas pour plusieurs raisons : d'abord, notre MEMS n'a pas été optimisé mécaniquement pour avoir des temps de commutation faibles, puis, notre membrane est d'une grande dimension et avec un seul point d'encrage (poutre). Le temps de commutation d'un MEMS dépend de la fréquence de résonnance mécanique de la membrane qui doit être élevée. Pour ce faire, il faut augmenter la raideur de la structure, cette dernière dépend de la géométrie de la poutre, de ses conditions d'ancrage et des propriétés mécaniques du matériau. Il faut également diminuer la masse de la structure qui est liée principalement aux dimensions de la membrane et à sa densité. Des études ont démontré qu'en diminuant les dimensions de la membrane, par rapport aux dimensions généralement utilisées, les temps de commutations diminuent [63]. Une autre étude a démontré qu'en réduisant la dimension de la membrane tout en y ajoutant des flancs inclinés augmentent fortement sa raideur, produisant la diminution du temps de commutation [64].

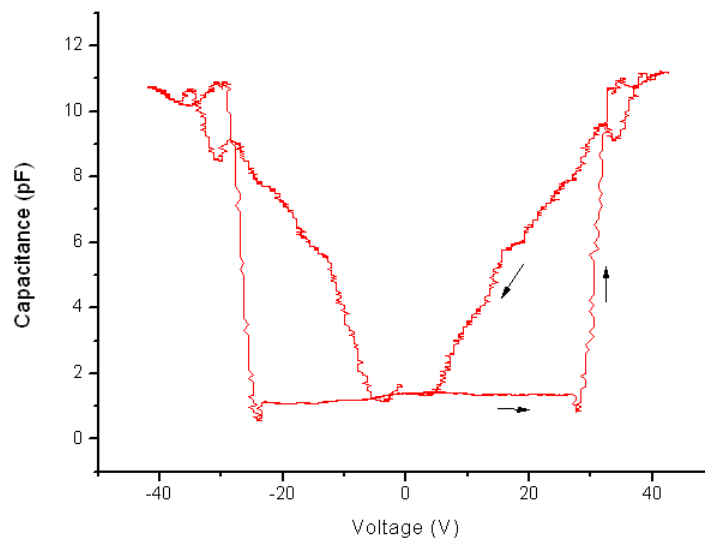


Figure 3.20 : Courbe C(V) issue des mesures du MEMS en DC.

3.6.2 Mesures RF sur les différentes structures CRLH (IDC, MEMS)

Les mesures ont été effectuées sous pointes en utilisant un analyseur de réseau « Anritsu 37397C » et des pointes RF coplanaires « Zprobe » de 150 μm de pitch. Les MEMS ont été actionnés par un signal DC de 40 V. Le court-circuit du Stub inductif avec la masse a permis d'injecter le signal DC directement par les pointes RF à l'aide d'un Té de polarisation. Les mesures ont été effectuées dans la gamme de fréquences 2 GHz – 30 GHz.

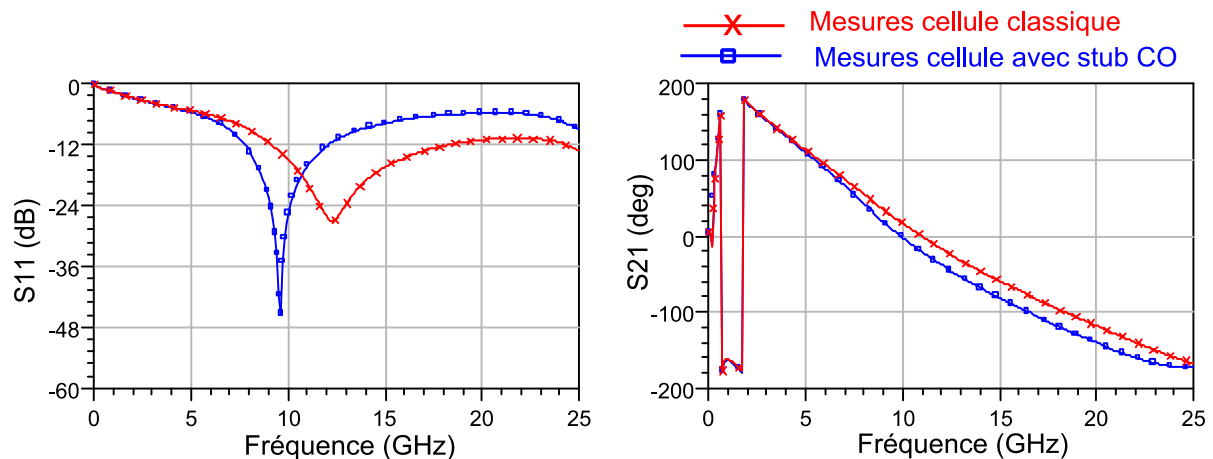


Figure 3.21 : Résultats des mesures des deux structures CRLH avec IDC, une sans stub CO et l'autre avec le stub CO.

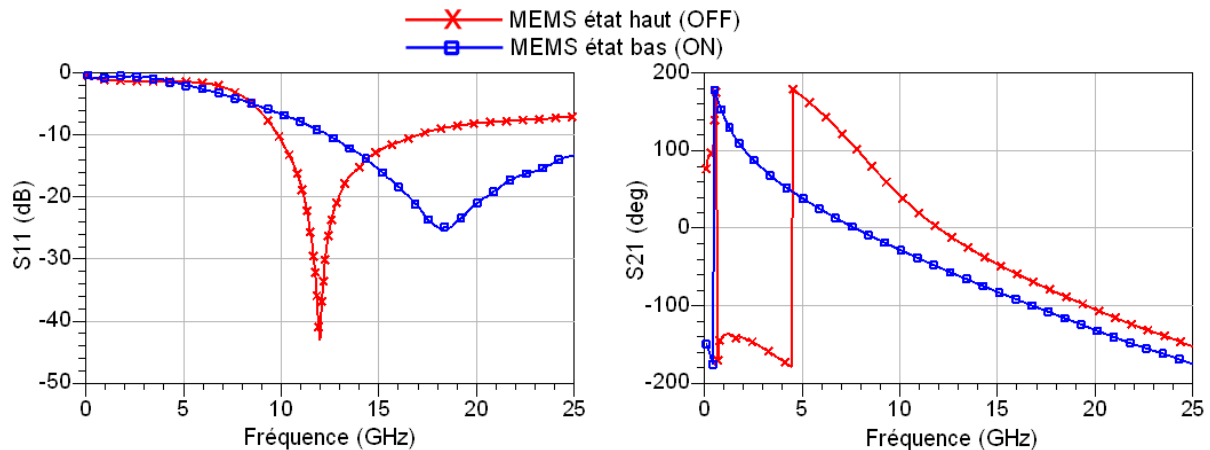


Figure 3.22 : Résultats des mesures des deux structures CRLH avec les MEMS à l'état haut et à l'état bas.

Afin de comparer les résultats des mesures avec les résultats des simulations électromagnétiques, les résultats de mesures sont également modélisés à l'aide du même circuit électrique équivalent utilisé précédemment (Figure 3.11).

Le Tableau 3.8 récapitule les valeurs des éléments extraites à partir des modélisations électriques des mesures.

Tableau 3.8 : Valeurs des éléments du schéma équivalent correspondant aux résultats des mesures des différentes structures de la cellule CRLH.

	C_L (pF)	L_R (pH)	C_R (fF)	L_L (pH)
CRLH classique (IDC)	0.36	230	510	290
CRLH IDC + Stub CO	0.36	230	740	290
CRLH avec MEMS état haut	0.19	200	420	290
CRLH avec MEMS état bas	5	200	360	290

Dans le cas de l'ajout du stub ouvert seule la valeur de la capacité parallèle C_R est modifiée. Comme attendu, l'ajout du stub CO permet de contrôler la valeur de C_R indépendamment des autres valeurs du circuit équivalent : la valeur C_R est passée de 510 fF à 740 fF.

Comparées aux valeurs extraites des simulations électromagnétiques (Tableau 3.1), L_L mesurée n'a pas changée et C_R a très peu changé. En revanche, la valeur de C_L mesurée est plus grande que la valeur simulée (0.36 pF au lieu de 0.23 pF) et la valeur de L_R mesurée est plus faible que la valeur simulée (230 pH au lieu de 430 pH).

La différence entre les valeurs mesurées et simulées est probablement due à des problèmes de fabrication technologique. En effet, sous microscopie, on remarque que les gaps qui séparent les doigts de la capacité IDC qui devraient être d'une largeur de 10 μm sont plus fins, la métallisation des doigts contamine ces gaps. Cela donne des gaps inter-doigts de largeur plus faible et des doigts de largeur plus grande ce qui explique l'augmentation de la capacité série de l'IDC (gap qui diminue) et la diminution de l'inductance série (largeur de doigts qui augmente).

Ce problème peut être réglé dans le futur par l'augmentation des largeurs minimales utilisées dans le design des structures ou par l'utilisation d'un processus technologique qui permet une meilleure précision des gravures.

Pour les structures à base des MEMS, la capacité série apparente est égale à 5 pF ce qui correspond à une capacité du MEMS de 10 pF, cette valeur est plus faible que la valeur des simulations électromagnétiques.

Le Tableau 3.9 regroupe les valeurs des éléments issus de la simulation électromagnétique et celles issues des mesures pour les structures avec MEMS.

Tableau 3.9 : Comparaison entre les valeurs des simulations électromagnétiques et les valeurs des mesures des capacités des MEMS.

	Simulation électromagnétique	Mesures RF
C_{up} (pF)	0.44	0.38
C_{down} (pF)	26	10
Ratio	59	26

Pour l'état haut, la capacité extraite des mesures est inférieure d'environ 13% de celle extraite des simulations sous HFSS. Cette différence est expliquée par la variation de la hauteur du pont du MEMS réalisé, cette hauteur réelle n'est pas aussi précise que la hauteur simulée. Une image du profilomètre d'une structure mesurée (Figure 3.23) montre des problèmes de déflexion de la membrane dus au contraintes mécaniques, cette image montre également un défaut de perte de métallisation du pont.

Pour l'état bas, la capacité extraite des mesures est inférieure d'environ 61% de celle extraite des simulations sous HFSS. Les problèmes de métallisation et de déflexion ont ici un effet plus important. À cela s'ajoute les problèmes de rugosité des surfaces. L'ensemble de ces problèmes empêche le pont d'être en contact parfait sur toute sa surface avec l'électrode inférieure, ce qui diminue sensiblement la capacité à l'état bas.

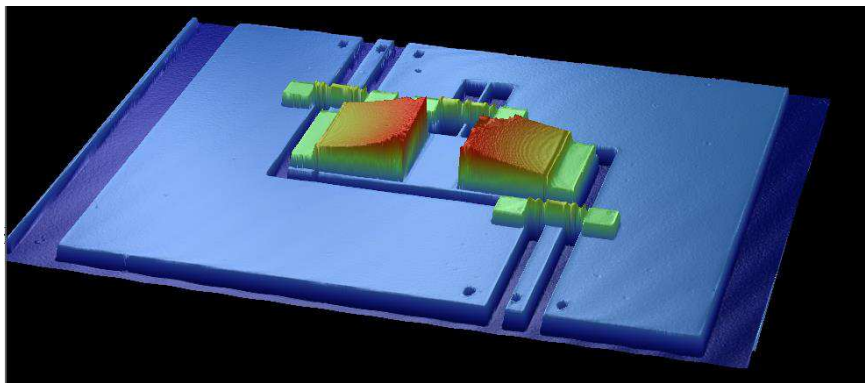


Figure 3.23 : Image du profilomètre optique de la cellule CRLH avec MEMS fabriquée.

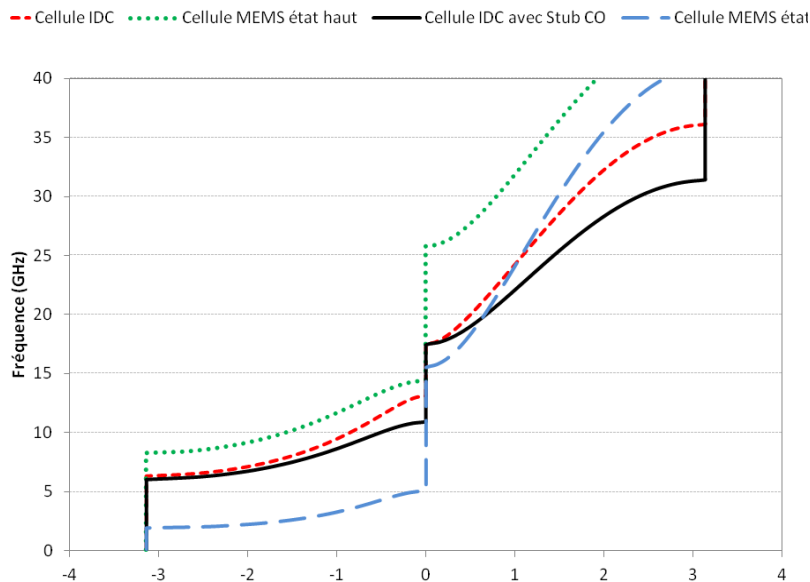


Figure 3.24 : Constante de phase βa issu de la modélisation des mesures des différentes cellules fabriquées.

Tableau 3.10 : Les fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion et les pourcentages d'agilité calculés à partir des résultats des mesures des différentes cellules étudiées.

Cellules	f_{cLH} (GHz)	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{cRH} (GHz)
Cellule avec IDC	7.78	13.08	17.5	29.4
Cellule avec IDC et Stub CO	7.78	10.86	17.5	24.4
Accordabilité %	-	17%	-	17%
Cellule avec MEMS état Haut	10.72	14.42	25.81	34.73
Cellule avec MEMS état Bas	2.09	5	15.57	37.5
Accordabilité %	80%	65%	40%	8%

La constante de phase β des différentes structures est tracée à partir de la modélisation des résultats des mesures en utilisant l'équation (3.7).

Les diagrammes des quatre structures sont présentés dans la Figure 3.24. Les différentes fréquences caractéristiques de ce diagramme sont reportées dans le Tableau 3.10. L'ajout du stub CO de 375 μm de longueur à la cellule à base de IDC permet une agilité d'environ 17% valeur qui est la même que celle issue des simulations électromagnétiques. Pour les structures à base de MEMS, le passage de l'état haut à l'état bas des MEMS permet une agilité fréquentielle qui peut atteindre 80% (87% pour la simulation). Comme observé sur les résultats de simulation le changement de l'impédance caractéristique de la poutre entre l'état haut et l'état bas du MEMS cause une variation parasite sur les fréquences f_{r2} et f_{cRH} .

3.7 Les pertes

Les simulations électromagnétiques de toutes les structures présentées dans ce chapitre ont été effectuées en prenant en compte les pertes dans le métal et dans les différents diélectriques utilisés.

On va estimer les pertes totales dans les structures en utilisant le facteur d'affaiblissement qui représente le rapport de la puissance incidente à la puissance transmissible. Sous forme logarithmique, ce facteur s'écrit :

$$A(\text{dB}) = -10 \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (3.10)$$

Ce facteur permet de regrouper toutes les pertes intrinsèques, c'est-à-dire le pourcentage de puissance perdue par les causes autres que la désadaptation (pertes métalliques, pertes diélectriques, rayonnement).

La Figure 3.25 représente le facteur de pertes pour une structure à base d'IDC et la structure à base de MEMS précédemment étudiée. Ce facteur de pertes tient compte également des lignes d'accès. (Une simulation d'une ligne coplanaire a permis d'éliminer ces pertes des résultats de simulations des structures, une mesure de la même ligne permet d'éliminer ces pertes des résultats de mesures).

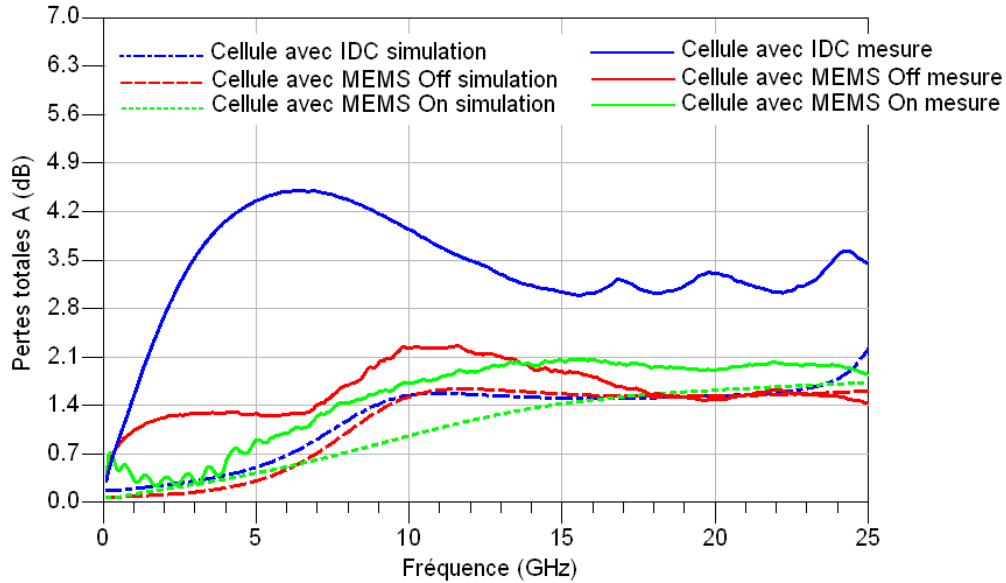


Figure 3.25 : Pertes totales des différentes structures simulées et mesurées.

Nous observons que sur les circuits à base de l'IDC, les pertes dans la simulation électromagnétique sont en moyenne d'environ 1.5 dB à partir de 10 GHz, pour les résultats de mesures ces pertes augmentent à 3.5 dB.

Pour les circuits à base de MEMS, les pertes moyennes en simulation sont également autour de 1.5 dB, en mesures elles remontent à 2 dB en moyenne.

Les deux plaquettes contenant les circuits à base de l'IDC et ceux à base des MEMS ne sont pas les mêmes. Le niveau de pertes très élevé dans les mesures des circuits à base d'IDC est expliqué par une possible contamination de la plaquette de silicium lors du processus technologique par des dopants, le silicium n'a plus un effet haute résistivité. Ce problème a été observé sur les circuits appartenant à d'autres collègues et réalisés pendant le même run de fabrication, le processus a été depuis amélioré.

Les circuits équivalents utilisés pour la modélisation des structures permettent de vérifier cette hypothèse, en effet pour le circuit basé sur la capacité IDC, la résistance en parallèle R_p qui représente les pertes diélectriques ($\tan \delta$) est de l'ordre de 3000 Ohms pour les résultats de la simulation, pour les résultats de la mesure sa valeur diminue autour de 300 Ohms.

Ces résultats montrent que les MEMS n'introduisent pas plus de pertes que dans le cas d'un circuit classique composé d'un IDC. Cela confirme l'avantage de l'utilisation des MEMS pour leurs faibles pertes.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude théorique et expérimentale sur une structure CRLH en technologie Silicium. Un nouveau stub capacitif a été ajouté à la cellule CRLH pour permettre un nouveau degré de liberté en offrant la possibilité de contrôler la valeur de la capacité parallèle C_R considéré jusqu'ici comme un élément parasite. Dans cette étude, l'ajout d'un stub de 575 μm de longueur a permis une agilité fréquentielle des bandes caractéristiques d'environ 23%. Ce concept est très intéressant dans les applications de déphaseurs ou d'antennes à base de métamatériaux pour compenser les variations des autres composants de la cellule unitaire pour rester toujours dans un cas équilibré. Les perspectives de cette solution sont l'automatisation de la variation de la longueur de ce stub ou de la valeur de la capacité qu'il induit en utilisant des MEMS résistif ou capacitifs.

La seconde modification consiste à remplacer l'IDC par une capacité MIM réalisée en technologie MEMS ce qui a permis d'avoir deux valeurs distinctes de capacité série C_L . La commutation entre les deux états du MEMS a permis d'avoir une agilité en fréquence atteignant 80 % en mesures.

Ce travail présenté est une première étape pour reconfigurer tous les éléments de la cellule CRLH. Un autre commutateur MEMS de type résistif pourra être ajouté au niveau du stub inductif pour contrôler sa longueur et donc contrôler la valeur de L_L . Ces solutions permettront d'augmenter l'agilité des fréquentielle des structures CRLH pour réaliser des systèmes complets reconfigurables même si elles sont au prix d'introduire plus de pertes dans les structures.

Chapitre 4

Caractérisation du BST en DC et hyperfréquences, métamatériaux agiles à l'aide du BST

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons exploré la conception de circuits planaires en technologie Silicium. Nous avons rendu une structure de métamatériaux CRLH accordable à l'aide d'un switch MEMS RF.

Une autre technique d'accordabilité consiste à utiliser les matériaux ferroélectriques, ces derniers présentent un grand potentiel pour les applications hyperfréquences grâce à leurs caractéristiques intéressantes comme la permittivité élevée et l'accordabilité élevée [65] [66]. Le BST est l'un des matériaux ferroélectriques les plus prometteurs grâce à sa forte accordabilité, ses faibles pertes et sa vitesse de réponse élevée [67].

Nous présentons dans ce chapitre les résultats de caractérisation d'échantillons composés de films minces de BST déposés sur des substrats différents (Si, MgO, Al₂O₃). Des circuits de test différents sont utilisés pour extraire les propriétés électromagnétiques du BST en basses et hautes fréquences.

Les informations extraites ont permis de mettre en évidence les différentes propriétés et problématiques des couches minces de BST. Ces informations ont été par la suite utilisées pour explorer les possibilités de concevoir des circuits métamatériaux reconfigurables.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet ANR « ABSYS », qui a impliqué le LAAS-CNRS et l'Institut de Chimie de la Matière Condensée de Bordeaux (ICMCB).

4.2 Les matériaux ferroélectriques

4.2.1 Historique, cycle d'hystérésis

Au 17^{ème} siècle, le médecin et apothicaire français Pierre Seignette synthétise un composé curatif destiné aux problèmes digestifs. Ce composé est appelé « Sel de La Rochelle » ou « Sel de Seignette ». En 1818, Les travaux de David Brewster démontrent le caractère pyroélectrique de ce composé. En 1880, les frères Jacques et Pierre Curie y découvrent des propriétés piézoélectriques [68]. En 1921, les recherches de Vasalek sur le sel de la rochelle mettent en évidence l'existence d'une polarisation spontanée (P_s) en l'absence de tout champ électrique appliqué [69]. Ce phénomène est appelé polarisation rémanente (P_r). Il démontre également que le signe de celle-ci peut être inversé par l'application d'un champ électrique de valeur supérieure à un seuil appelé champ coercitif (E_c).

Par la suite, le terme de ferroélectricité est employé pour décrire cette propriété. Ce terme a été choisi par analogie au ferromagnétisme qui représente des propriétés similaires de l'aimantation en fonction d'un champ magnétique dans les matériaux ferromagnétiques [70].

La Figure 4.1 représente le comportement hystérétique de la polarisation électrique en fonction du champ électrique appliqué.

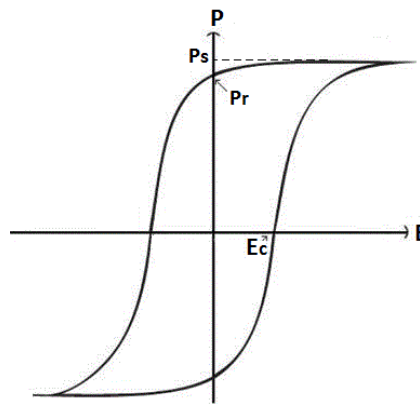


Figure 4.1 : Cycle d'hystérésis d'un matériau ferroélectrique.

4.2.2 Classification cristallographique, Structure pérovskite

La présence d'une polarisation spontanée dans les matériaux ferroélectriques nécessite que la structure cristalline soit asymétrique. Les ferroélectriques appartiennent donc à la classe cristalline non centrosymétrique. Dans cette classe, les ferroélectriques sont une sous classe des pyroélectriques qui sont une sous classe des piézoélectriques (Figure 4.2).

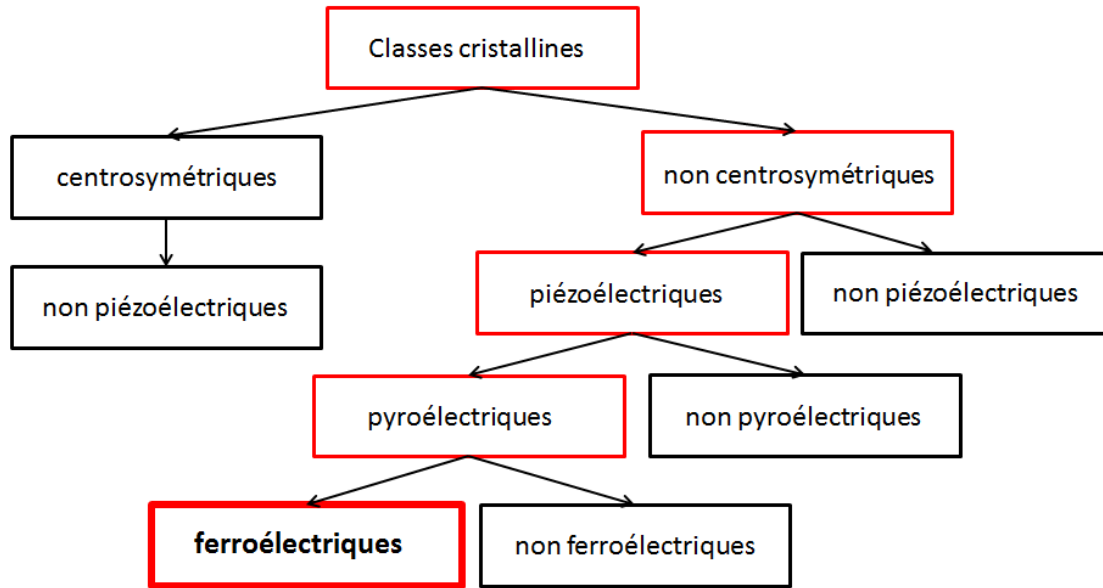


Figure 4.2 : Propriétés des classes cristallines selon leur symétrie.

Concernant leurs propriétés électriques, les matériaux ferroélectriques sont généralement classés en trois groupes selon le nombre de directions autorisées pour la polarisation spontanée. On parle alors de ferroélectriques à une, deux ou trois dimensions.

Les pérovskites, qui sont des ferroélectriques à une dimension sont les composés les plus simple d'un point de vue structural. Leur émergence dans les années 1940 a permis des avancées considérables dans l'étude et la recherche sur les ferroélectriques.

Les pérovskites ont une maille cristalline qui a pour formule générale ABO_3 , les exemples les plus répondus sont $BaTiO_3$ et $(Ba,Sr)TiO_3$ (BST).

4.2.3 Propriétés physiques

Les matériaux ferroélectriques sont des matériaux diélectriques avec une permittivité variable en fonction du champ électrique appliqué.

Les matériaux ferroélectriques à l'état massif sont caractérisés par une permittivité très élevée, une forte accordabilité mais également des pertes diélectriques élevées.

L'appartenance des ferroélectriques à la classe des pyroélectriques implique que leurs propriétés structurales et physiques varient en fonction de la température. Le matériau passe d'une phase ferroélectrique à une phase paraélectrique à une température de transition appelée température de Curie T_c . La permittivité atteint une valeur maximale à T_c (Figure 4.3). Ce changement de propriétés est dû à un changement de la structure (changement de variété allotropique) sous l'effet de la température. La maille pérovskite passe d'une classe non centrosymétrique à une classe centrosymétrique ce qui fait disparaître la polarisation spontanée.

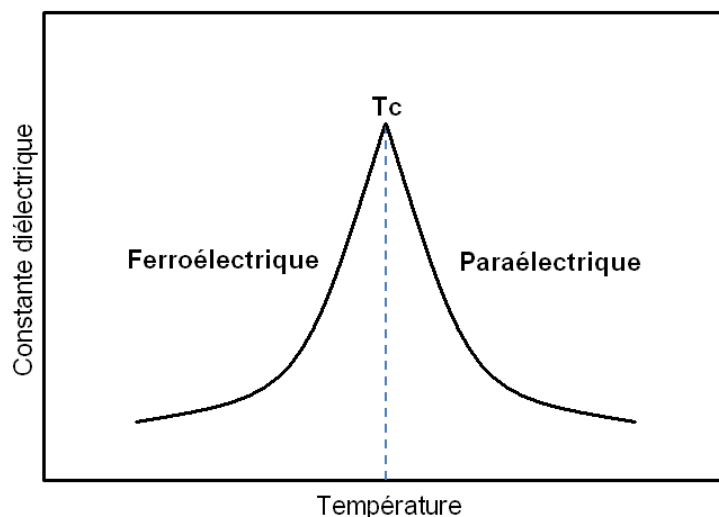


Figure 4.3 : Evolution de la permittivité d'un matériau ferroélectrique en fonction de la température.

4.2.4 Couches minces, matériau massif

L'intérêt croissant pour la miniaturisation a poussé les chercheurs à effectuer les premiers dépôts de couches minces dans les années 1960 [71].

Les caractéristiques d'un matériau synthétisé en couches minces sont différentes de celle d'un matériau massif. Sur le plan chimique, la différence des procédés de fabrication dans les deux cas peut présenter des disparités d'ordre stoechiométrique. Sur le plan physique, plusieurs phénomènes interviennent dans ces disparités, on peut citer les contraintes physiques subies par la maille à la jonction entre la couche du ferroélectrique et le substrat [72], l'apparition de couche morte (dead layer) entre la couche ferroélectrique et les électrodes [73] ou la désertion des porteurs dans la couche ferroélectrique au voisinage des électrodes [74].

4.2.5 Les méthodes de dépôt et de croissance

Quatre méthodes sont fréquemment utilisées pour déposer les ferroélectriques : les méthodes sol-Gel et MOCVD qui sont des dépôts par voie chimique, ainsi que la pulvérisation cathodique RF et l'ablation laser qui sont des dépôts par voie physique.

4.2.5.1 Méthode sol-gel :

Cette méthode commence par la dissolution des précurseurs dans un solvant approprié. La stoechiométrie est contrôlée par la proportion de ces précurseurs. Ce mélange est ensuite étalé sur le substrat. Plusieurs méthodes d'étalement peuvent être utilisées, le spin-coating ou le dip-coating. Le spin-coating consiste à écouler le liquide sur le substrat en rotation, la vitesse de rotation, la viscosité du sol et l'accélération permettent de contrôler l'épaisseur du dépôt. Le dip-coating consiste à tremper le substrat dans le liquide.

La dernière étape consiste à faire évaporer les solvants par traitement thermique (calcination) afin de former le composé solide.

Cette méthode a comme avantages la simplicité de sa mise en œuvre et son faible coût. Ces inconvénients sont qu'elle produit des couches limitées en épaisseur. Pour avoir des épaisseurs plus importantes, il faut répéter l'opération plusieurs fois ce qui génère des défauts entre les couches.

4.2.5.2 Méthode MOCVD :

La méthode MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition) fait partie des dépôts en phase vapeur. Elle consiste à produire la phase gazeuse à partir des précurseurs qui sont dirigés vers la surface du substrat sur laquelle ils réagissent pour générer le dépôt.

Les avantages de cette méthode sont la qualité et la pureté des dépôts et la vitesse de dépôt. Les inconvénients sont liés à la complexité de sa mise en place et les contraintes engendrées par la température de dépôt qui avoisine 700 °C pour le BST.

4.2.5.3 Méthode PLD (Ablation laser) :

La méthode PLD (Pulsed Laser Deposition) ou ablation laser consiste à envoyer un faisceau laser pulsé sur la cible du matériau à déposer. La matière est arrachée à la cible sous forme de plasma puis vient se déposer sur le substrat.

Les avantages de cette méthode sont la qualité et la pureté du dépôt (stoechiométrie), la possibilité d'obtenir des films très fortement texturés ainsi que la bonne adhérence de la couche. Les inconvénients sont la faible vitesse de dépôt et les problèmes d'uniformité de l'épaisseur du film.

4.2.5.4 Pulvérisation cathodique RF

La méthode de pulvérisation cathodique (Sputtering) (Figure 4.4) consiste à bombarder la cible du matériau à déposer par des ions. Cela se produit par l'utilisation d'un gaz inerte (argon) qui s'ionise lors de l'application d'une tension entre l'anode (substrat) et la cathode (cible) formant un plasma. Les ions positifs du plasma viennent bombarder la cible (cathode), les atomes du matériau sont arrachés et éjectés en direction du substrat. Pour le dépôt de matériaux isolants (cas du BST), une tension RF est appliquée à la place de la tension continue pour éviter l'accumulation des charges positives sur la cathode ce qui stoppe la pulvérisation.

Les avantages de cette méthode sont la possibilité de déposer les différents types de matériaux (isolant, conducteur), la dispense d'utilisation de température élevée et la bonne adhérence de la couche déposée.

Les inconvénients sont la faible vitesse de dépôt, des défauts de stoechiométrie et de pureté.

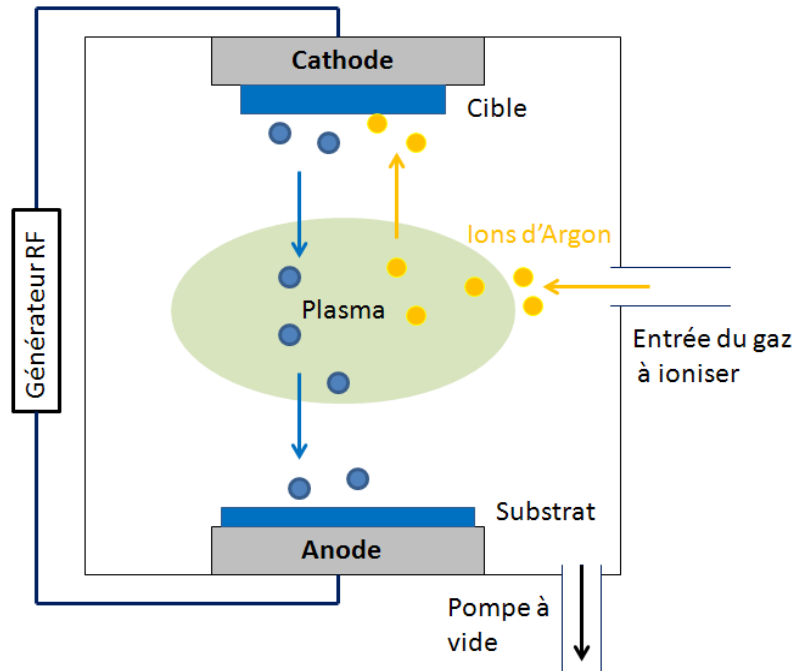


Figure 4.4 : Schéma de principe de la pulvérisation cathodique RF.

4.3 Le BST

Le BST offre l'avantage de combiner la forte permittivité du BaTiO_3 et la stabilité du SrTiO_3 . Il offre aussi l'avantage de choisir la valeur de la permittivité et la température de curie T_c en fonction du taux de baryum et de strontium dans le matériau. La Figure 4.5 présente la dépendance de la température de curie et de la permittivité en fonction du taux de Baryum.

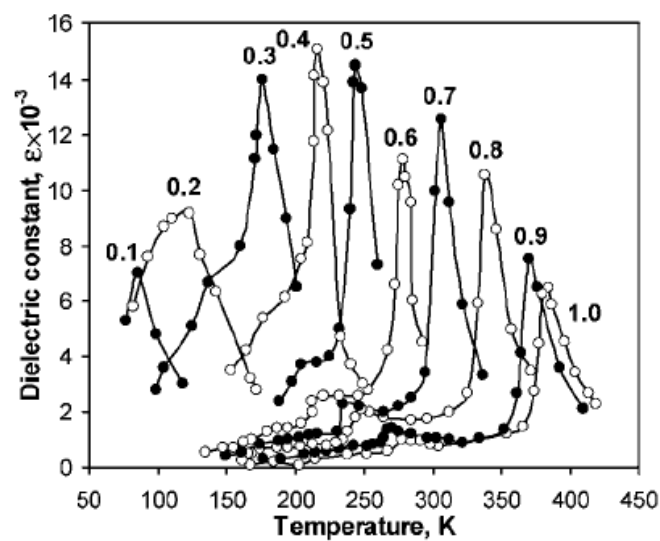


Figure 4.5 : Variation de la permittivité et de la température de Curie dans un matériau BST pour les différents teneurs en Baryum [75].

La permittivité ainsi que l'accordabilité atteignent un maximum à la transition ferroélectrique/paraélectrique (T_c). Or, les pertes diélectriques sont aussi maximales à la transition. De plus, le fait de travailler à la transition rend le matériau instable ; de faibles variations de températures ou de champ électrique induisent le passage d'un état à l'autre.

Pour éviter cette instabilité on choisit la température de transition loin de la température de travail (température ambiante) et pour éviter le phénomène d'hystérésis on choisit de travailler dans la phase paraélectrique, la température T_c doit être alors inférieure à la température ambiante.

4.4 Préparation des échantillons

La composition de BST avec une teneur de 60% en barium et 40% en strontium est choisie, cette composition présente une transition ferroélectrique paraélectrique près de la température ambiante ce qui permet d'avoir une meilleure variation de la permittivité et de faibles pertes sans effet d'hystérésis à température ambiante.

Le BST est déposé par l'ICMCB à Bordeaux par pulvérisation cathodique RF en couche mince de 350 nm d'épaisseur sur les différents substrats (Figure 4.6). Une poudre de BST est d'abord synthétisée à partir de mélange de poudres stœchiométrique de BaCO_3 , SrCO_3 et TiO_2 , calciné dans l'oxygène à 1250°C pendant 6 h. Ensuite la cible du BST est frittée pendant 5 heures à 1350°C sous oxygène. Les substrats sont placés 8 cm au-dessus de la cible. Les films sont préparés à une densité de puissance RF fixe de $2,5 \text{ W.cm}^{-2}$ et une pression constante de 5 Pa, qui est maintenue par le mouvement mécanique d'une vanne de lamination. Le gaz argon de base est enrichi en oxygène à un ratio de 99:1. Après 1 heure de pré-pulvérisation de la cible pour stabiliser la surface, le substrat, chauffé à 650°C , est placé au-dessus du plasma. Toutes les conditions de dépôt citées auparavant sont optimisées pour obtenir des films stœchiométriques et une épaisseur de 350 nm [76].

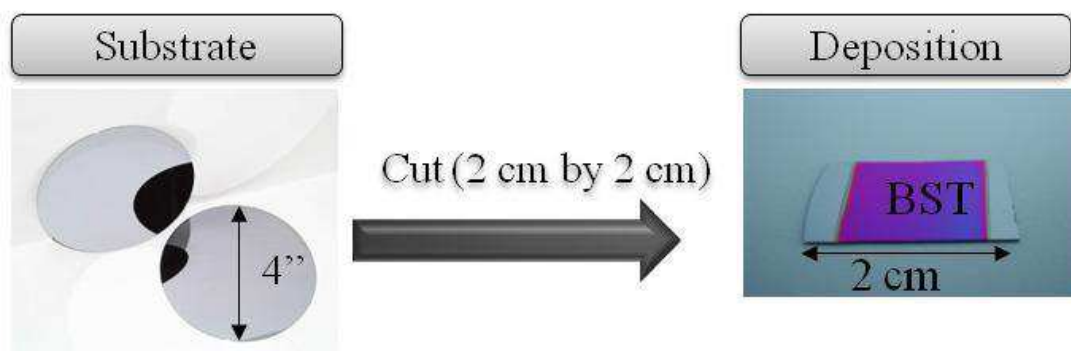


Figure 4.6 : Préparation des substrats et dépôt du film mince de BST.

Les films déposés ont été validés par l'ICMCB par des caractérisations structurales, microstructurales et chimiques et par des mesures diélectriques à basse fréquence. La structure est caractérisée par diffraction des rayons X utilisant le rayonnement $\text{Cu K}\alpha$ (DRX,

Philips PW1820) ; la microstructure par microscopie électronique à balayage (MEB, JEOL 6700) ; la rugosité de surface par microscopie à force atomique (AFM, Veeco 3100). L'épaisseur des films est mesurée par profilométrie de contact (Veeco). La composition chimique est sondée par microsonde électronique (EPMA, Cameca SX100) et spectroscopie de rétrodiffusion d'ions helium (RBS, NEC) en utilisant un faisceau d'ions de 2 MeV He⁺.

Pour valider la qualité des matériaux, des mesures de structures MIM à température ambiante sont effectuées à 100 kHz en utilisant un analyseur d'impédance (HP 4194A).

Quel que soit le substrat, le film de BST est polycristallin (Figure 4.7).

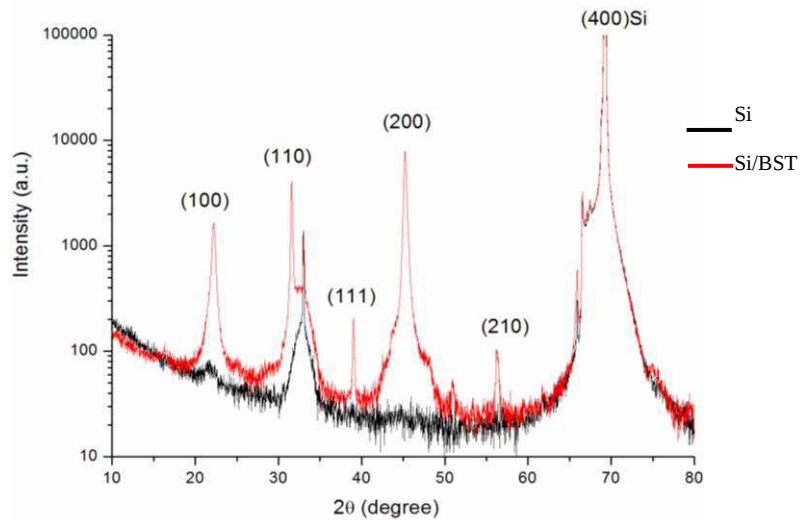


Figure 4.7 : Diffractogrammes X de Si et Si/BST [77].

La composition chimique du film, sauf la teneur en oxygène peut être déduite de l'expérience RBS avec une bonne précision ($\Delta x = 0,02$): $\text{Ba}_{0.56}\text{Sr}_{0.44}\text{TiO}_3$. La différence de composition chimique par rapport à la cible (Ba à 56% au lieu de 60%) est dû au rendement de pulvérisation de chaque espèce. La microstructure est dense et colonnaire, comme attendue lors d'un dépôt PVD (Figure 4.8). La rugosité de surface de 2 nm en moyenne est adaptée à la conception de circuits micro-ondes (Figure 4.9).



Figure 4.8 : micrographie MEB du film BST déposé sur silicium [77].

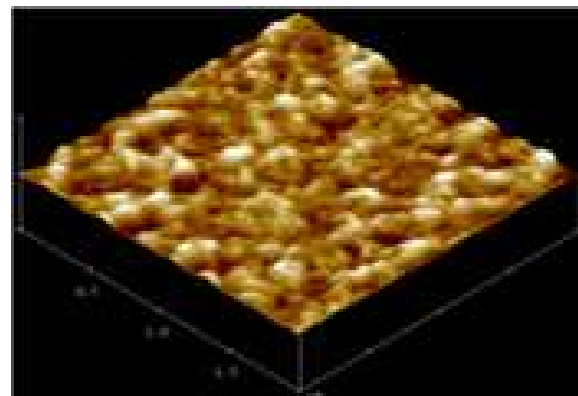


Figure 4.9 : image AFM de la surface du film de BST [77].

4.5 Caractérisations du BST et discussions

Pour l'extraction des propriétés diélectriques du BST, nous utilisons quatre types de composants : des capacités MIM pour les propriétés en basses fréquences, des lignes coplanaires pour l'extraction de la permittivité effective et des pertes en RF, des capacités interdigitales pour l'extraction de l'accordabilité et des capacités MIM RF pour l'extraction de la permittivité relative en RF.

Les circuits ont été réalisés par lift-off en utilisant un insolateur laser de référence Heidelberg (DWL 200) qui est habituellement utilisé pour la fabrication des masques (Figure 4.10). Ce procédé de fabrication est intéressant pour la réalisation de circuits sur des échantillons de petite taille et permet d'atteindre des précisions interligne de 1 μm .

La couche métallique d'or (0.8 μm d'épaisseur) est déposée par évaporation avec une couche d'adhésion en titane de 50 nm d'épaisseur.



Figure 4.10 : Insolateur laser Heidelberg DWL 200 utilisé pour la gravure.

4.5.1 Caractérisation en basses fréquences : Capa MIM DC.

La structure est composée d'un plan de masse continue en platine de 50 nm d'épaisseur déposé sur un substrat silicium à faible résistivité de référence Inostek. Cette couche de platine représente l'électrode inférieure de la capacité MIM. Une couche de 350 nm de BST est ensuite déposée sur le platine. Enfin, des patches de formes carrés et circulaires de différentes dimensions sont déposés sur la couche du BST pour fabriquer les électrodes supérieures (Figure 4.11).

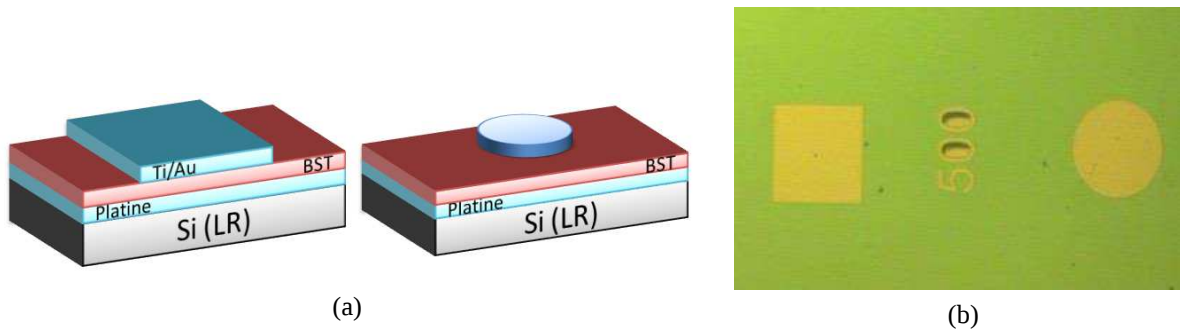


Figure 4.11 : (a) Schéma des capacités MIM fabriquées sous forme de patches carrés et circulaires. (b) image de microscope optique des structures fabriquées.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un banc composé d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A et d'une station sous pointes Sigmatone (Figure 4.12). Le signal utilisé est sinusoïdal de 1 MHz, la tension de polarisation est comprise entre 0 V et 20 V. La mesure est effectuée avec deux pointes DC, la première est placée sur la couche de platine par un accès sur l'extrémité de l'échantillon et la seconde pointe est placée successivement sur les patches à mesurer. Les mesures sont effectuées à 22 ° C et une humidité de 40 %.



Figure 4.12 : Banc de mesure basé sur une station sous pointe Sigmatone et un analyseur d'impédance Agilent 4294A utilisé pour les mesures des capacités MIM.

Le circuit équivalent des capacités MIM est constitué d'une capacité (C) représentant la capacité entre les électrodes et d'une résistance (R), représentant les pertes de la structure. Cette résistance prend en compte toutes les pertes de la structure : les pertes diélectriques du BST et les pertes métalliques des deux électrodes. Nous pouvons utiliser soit un modèle en série soit un modèle en parallèle. La valeur de la capacité est la même. La valeur de la résistance dépend du modèle choisi. Mais au final, on arrive au même résultat dans l'extraction des pertes. Pour réduire les pertes dans les conducteurs, les deux électrodes sont fabriquées plus épaisses que la profondeur de peau [78] ; par conséquent, les pertes des électrodes peuvent être négligées.

En prenant le modèle parallèle, les valeurs de C et R sont extraites de l'impédance mesurée à l'aide de la relation :

$$Y = \frac{1}{R} + j\omega C \quad (4.1)$$

La Figure 4.13.a illustre la variation des capacités C pour quatre structures fabriquées et mesurées. Deux d'entre elles sont des patchs carré de surface $150 \times 150 \mu\text{m}$ ($22\,500 \mu\text{m}^2$) et $200 \times 200 \mu\text{m}$ ($40\,000 \mu\text{m}^2$), et deux sont des cercles de surface $\pi \times 75^2 \mu\text{m}$ ($17\,671,46 \mu\text{m}^2$) et $\pi \times 100^2 \mu\text{m}$ ($31\,415,92 \mu\text{m}^2$).

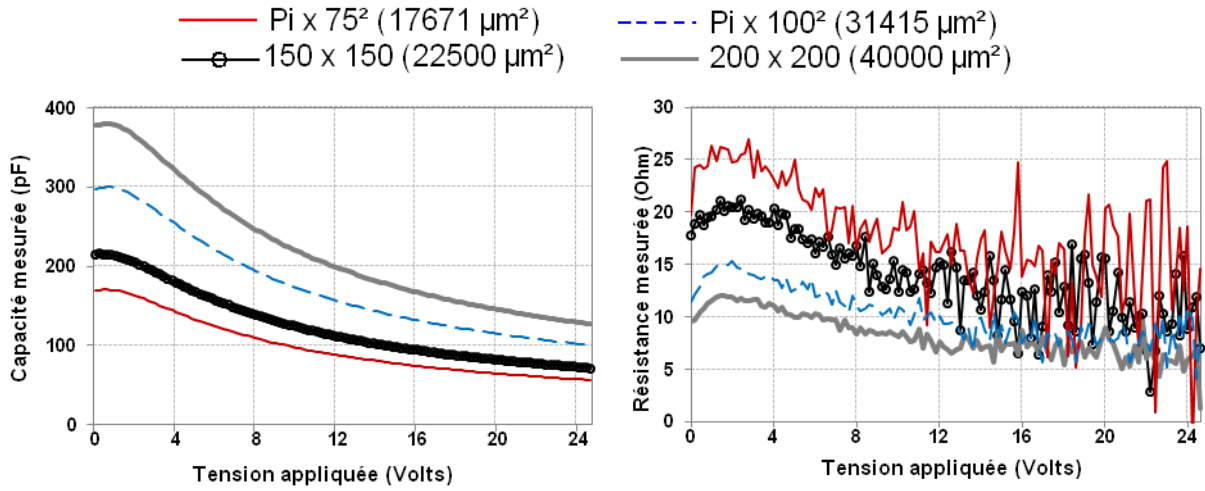


Figure 4.13 : La capacité C_s et la résistance R_s extraites en fonction de la tension de polarisation pour les différentes capacités MIM mesurées (1 MHz).

Quand la surface du patch augmente, la valeur de la capacité augmente. La permittivité ϵ_r du BST est extraite de la mesure de la capacité C en utilisant la relation:

$$\epsilon_r = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \cdot A} \quad 4.2$$

Avec $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$, A la surface du patch, et d l'épaisseur de la couche du BST.

Les pertes diélectriques du BST sont extraites à partir de la relation:

$$\tan(\delta) = \frac{|\text{Im}(Y)|}{\text{Re}(Y)} = \omega CR \quad 4.3$$

L'agilité η du BST est calculée par:

$$\text{Agilité}(\eta) = \frac{\epsilon_r(V_{DC} = 0) - \epsilon_r(V_{DC \text{ max.}})}{\epsilon_r(V_{DC} = 0)} \quad 4.4$$

La Figure 4.14 montre les valeurs de la permittivité et des pertes du BST extraites. Les quatre capacités donnent la même valeur de permittivité du BST et le même comportement par rapport à la tension de polarisation DC ce qui signifie que la couche de BST est homogène sur toute la zone de dépôt et que les mesures sont répétitives.

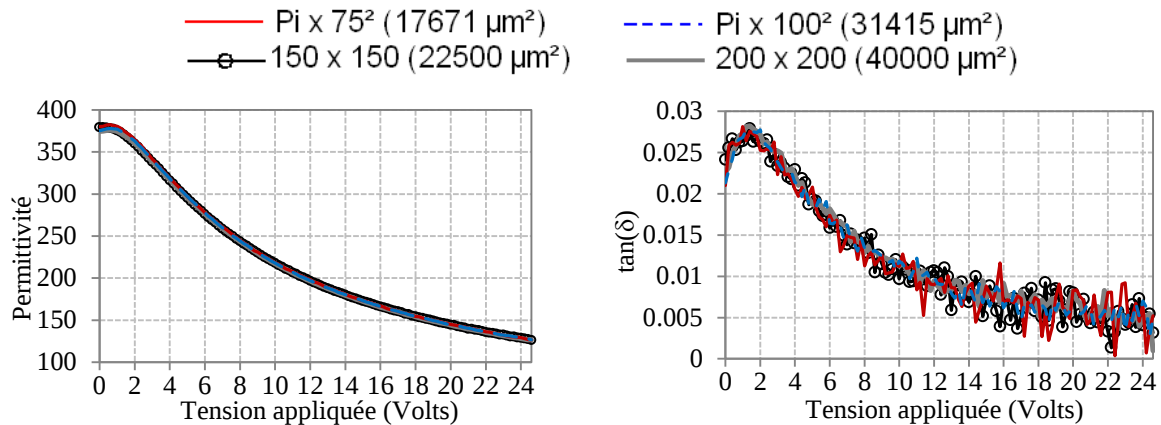


Figure 4.14 : Permittivité et pertes diélectriques du BST extraites en fonction de la tension de polarisation pour les différentes capacités MIM mesurées (1 MHz).

Le BST fabriqué donne une permittivité allant de 375 à 125, ce qui correspond à une accordabilité de 67% pour un champ électrique appliqué de 700 kV/cm (25 V appliquée sur 350 nm). D'autre part, les pertes diélectriques sont de l'ordre de 2,7 % à 0,5 %.

4.5.2 Caractérisations en hyperfréquences :

Lignes coplanaires

4.5.2.1 Lignes non polarisées

L'extraction directe de la permittivité à partir des mesures des lignes coplanaires donne la valeur de la permittivité effective et non la valeur de la permittivité du BST. Il faut noter que la propagation du champ électromagnétique dans les structures coplanaires se fait à travers plusieurs milieux à permittivités différentes (BST, air, Substrat).

L'intérêt de cette étude est de caractériser le BST en hyperfréquences en mettant en évidence l'impact des différents substrats utilisés sur sa permittivité et son accordabilité.

Les structures de test sont composées d'un substrat et d'une couche de BST de 350 nm séparées ou non par une couche d'oxyde (Figure 4.15). Quatre échantillons sont caractérisés : Si/SiO₂/BST, Si/SiO₂/Si₃N₄/BST, MgO/BST et Al₂O₃/BST. Les lignes coplanaires sont déposées par le procédé technologique décrit auparavant.

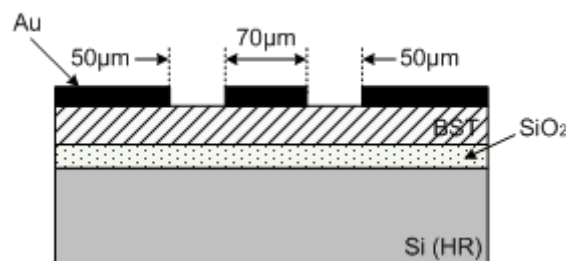


Figure 4.15 : Vue transversale de la ligne coplaire déposée sur le substrat Si/SiO₂/Si₃N₄.

Pour les besoins d'extraction, deux lignes coplanaires de longueurs différentes sont réalisées. La constante de propagation est extraite à partir des mesures hyperfréquences des deux lignes de transmission de longueurs différentes en suivant la méthode proposée dans [79] [80]. Ces lignes ont une largeur $G/W/G = (50/70/50) \mu\text{m}$ et sont de longueurs de $700 \mu\text{m}$ et $1000 \mu\text{m}$ respectivement.

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau Anritsu 37369C et des pointes RF Z-probes de $150 \mu\text{m}$ de pitch. Les valeurs de la permittivité effective et des pertes sont extraites des mesures en utilisant Matlab.

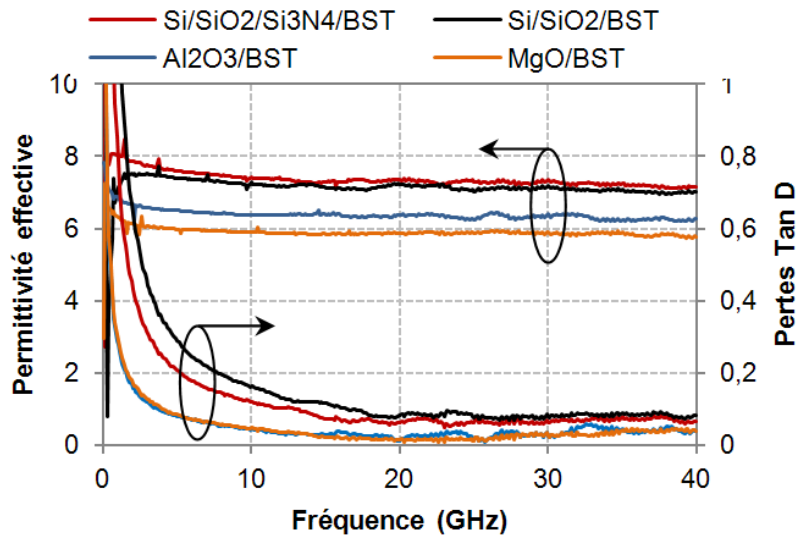


Figure 4.16 : Permittivité effective et pertes diélectriques extraites des caractérisations des lignes coplanaires sur les différents échantillons.

La Figure 4.16 présente les permittivités effectives et les pertes diélectriques extraites. Pour la permittivité effective, les résultats montrent une valeur autour de 5.9 pour l'échantillon de BST sur MgO, 6.3 pour Al_2O_3 , 7.2 et 7.5 pour Si/SiO_2 et $\text{Si}/\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ respectivement. La fluctuation de la permittivité sur cette bande de fréquence est faible, ce qui est avantageux pour la réalisation des circuits micro-ondes.

Pour les pertes, dans la bande 15 GHz - 40 GHz où les fluctuations sont faibles, elles sont autour de 2% à 3% pour les substrats MgO et Al_2O_3 respectivement. En revanche, les pertes dans les substrats Si/SiO_2 et $\text{Si}/\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ sont très importantes : 9 %.

Nous pouvons conclure de ces caractérisations que les substrats MgO et Al_2O_3 sont les meilleurs candidats pour les applications micro-ondes pour leurs faibles pertes diélectriques.

4.5.2.2 Lignes polarisées

Le gap de nos lignes coplanaires ($50 \mu\text{m}$) ne permet pas d'avoir des champs électriques importants avec notre limite de tension applicable. La polarisation de ces lignes donnera alors des accordabilités faibles, voir négligeables. Néanmoins, nous avons réalisé cette expérience et nous avons été surpris par les résultats.

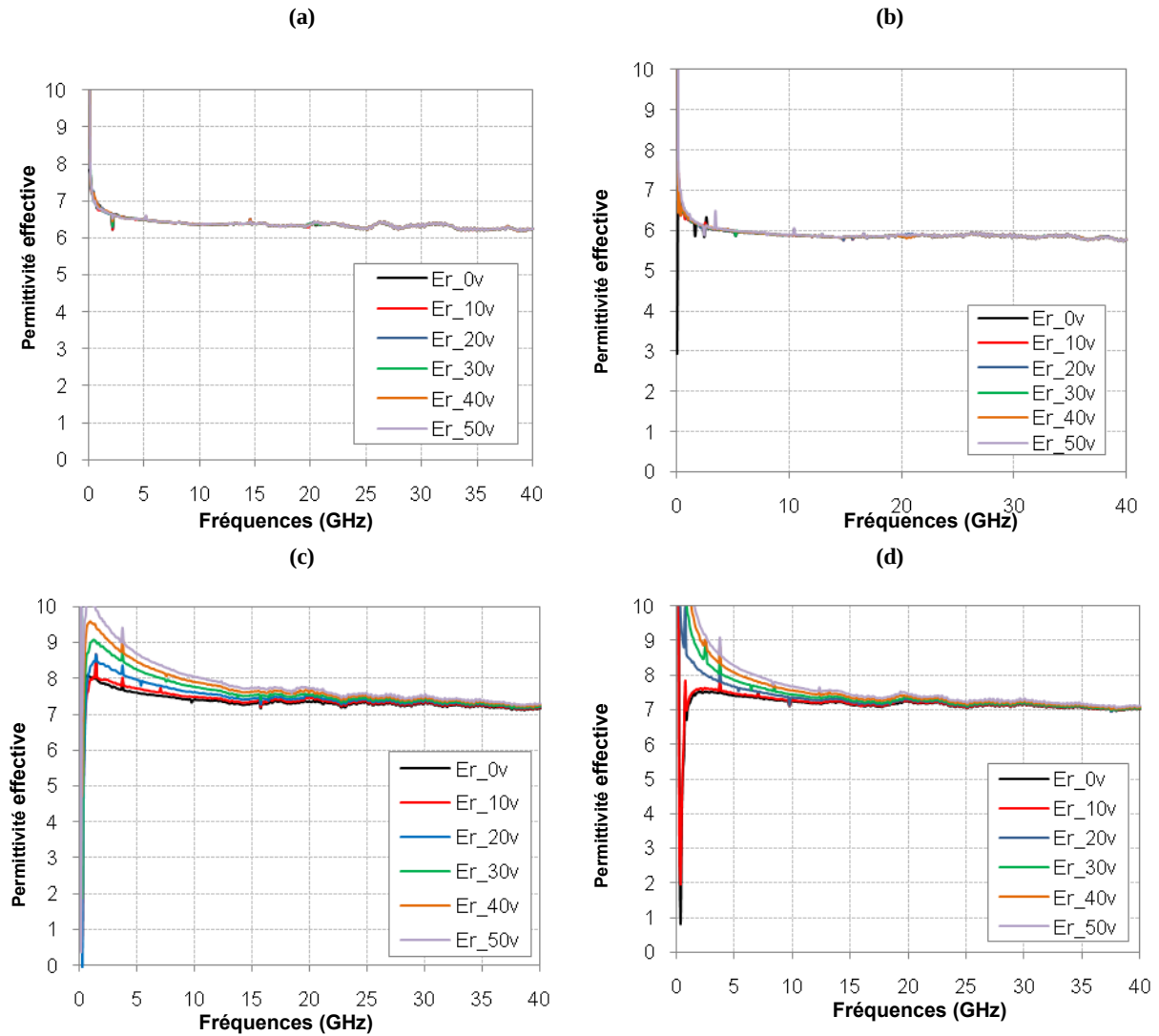


Figure 4.17 : Permittivité effective extraite en fonction de la polarisation et de la fréquence des lignes coplanaires déposées sur (a) BST/Al₂O₃ (b) BST/MgO (c) BST/Si₃N₄/SiO₂/Si (d) BST/SiO₂/Si.

Ces résultats de mesures (Figure 4.17) présentent deux cas différents. D'un côté, les échantillons des substrats Al₂O₃ et MgO qui ne présentent pas de variations significatives lors de l'application du champ électrique. Ce résultat correspond à ce qui était attendu. D'un autre côté, les substrats Si/SiO₂ et Si/SiO₂/Si₃N₄ qui présentent une variation de la permittivité effective sous l'effet du champ électrique appliqué. À regarder de plus près ces derniers résultats, nous observons que la permittivité effective augmente avec l'augmentation de la tension de polarisation, ce qui est contraire au comportement classique du BST. Ce résultat est expliqué par la présence d'une interface entre le BST et le Silicium qui piège des charges électriques mobiles. En effet, le silicium utilisé est de type haute résistivité, il ne contient pas à priori de charges mobiles. Or, il est possible que le contact du silicium avec l'air avant l'étape d'oxydation thermique ait provoqué la formation d'une couche d'oxyde, dit natif, qui contient beaucoup de défauts. Sous l'effet de la polarisation, les porteurs se génèrent à partir de cet oxyde et créent une capacité MOS variable.

Pour solutionner ce problème, il faut limiter au maximum la présence de l'oxyde natif dans le processus de fabrication par un nettoyage particulier de surface puis une croissance immédiate de l'oxyde thermique.

4.5.3 Caractérisation en Hyperfréquences: Capacités interdigitales

Nous avons vu précédemment que la variation du champ électrique dans les lignes coplanaires n'est pas significative en raison de l'écart important entre la ligne de signal et les plans de masse ($50\text{ }\mu\text{m}$). Pour déterminer l'accordabilité du BST en hyperfréquences, nous utilisons des capacités interdigitales [81] [82]. Le petit espacement entre les doigts permet d'avoir un champ électrique important en appliquant des tensions raisonnables.

La structure proposée est une capacité interdigitale (IDC) fermée sur un court-circuit (Figure 4.18). L'IDC se compose de 2×6 doigts de $150\text{ }\mu\text{m}$ de longueur, $4\text{ }\mu\text{m}$ de largeur et $2\text{ }\mu\text{m}$ d'espacement entre les doigts. Les lignes d'accès coplanaires ont les dimensions $G/W/G = 50/70/50\text{ }\mu\text{m}$, ce qui correspond à $50\text{ }\Omega$ (Figure 4.18). Les résultats précédents ont montré un effet négligeable de la polarisation des lignes coplanaires, ce qui ne devrait pas perturber les résultats extraits de la capacité IDC.

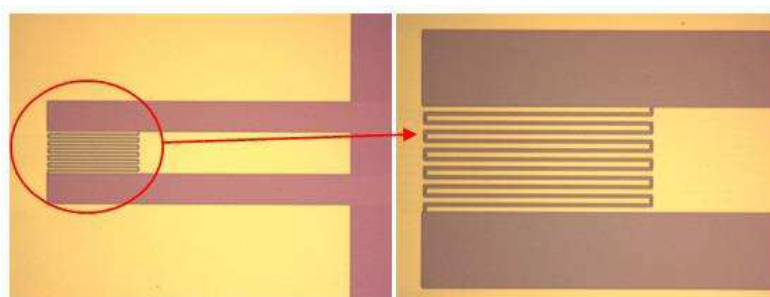


Figure 4.18 : Photographie de la capacité IDC mesurée.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un VNA Anritsu 37369C en utilisant un seul port. La tension DC est injectée directement dans la pointe de mesures RF en utilisant un Té de polarisation pour protéger le VNA. Les échantillons $\text{Si}/\text{SiO}_2/\text{BST}$ et $\text{Si}/\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{BST}$ sont écartés de cette étude pour leur problème de couche native d'oxyde (effet MOS).

Pour éliminer l'effet de la ligne d'accès, un court-circuit, deux lignes de longueurs différentes et un circuit ouvert ont été réalisés sur les mêmes échantillons pour permettre une calibration TRL. Cette opération a été effectuée en post-processus à l'aide de Matlab à partir des matrices des paramètres S issues des mesures des structures de test et des structures de calibration.

La capacité IDC peut être modélisée par une capacité et une résistance en série dont les valeurs sont extraites de la mesure du paramètre S_{11} à partir de la relation :

$$Z = \frac{1}{Z_0} \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) = R + \frac{1}{j\omega C} \quad (4.5)$$

L'accordabilité de la capacité apparente est calculée à partir de la relation :

$$\text{Accordabilité } (\eta) = \frac{C(V_{DC} = 0) - C(V_{DC} \text{ max})}{C(V_{DC} = 0)} \quad (4.6)$$

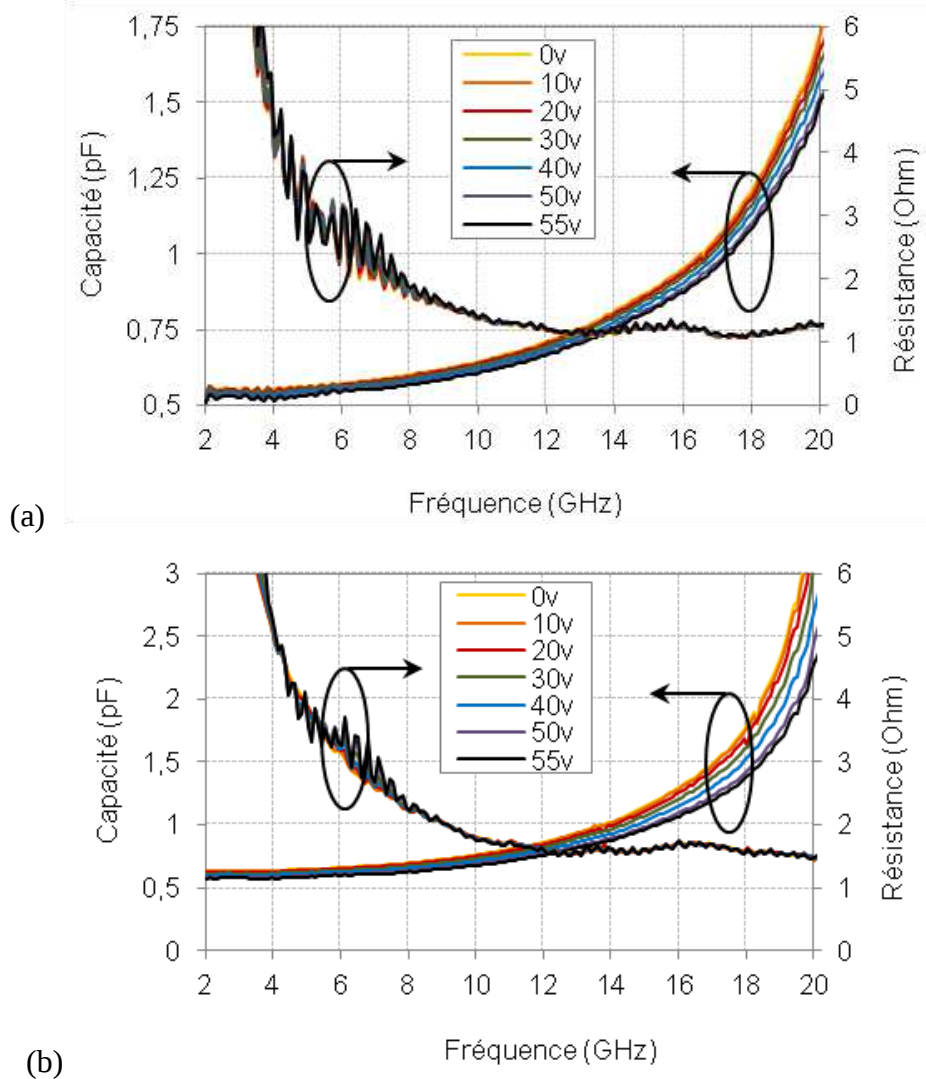


Figure 4.19 : Capacité et résistance apparentes issues des mesures des IDC sous polarisation pour les échantillons (a) MgO/BST et (b) Al₂O₃/BST.

Les résultats obtenus pour les différentes tensions de polarisation sont reportés dans la Figure 4.19. L'accordabilité de la capacité sur l'échantillon MgO est de 8,3% à 18 GHz pour une tension de polarisation maximale de 55 V (275 kV/cm). Pour Al₂O₃, elle est de 20% à la même fréquence et même tension. Nous remarquons également que la variation de la résistance associée est très faible pour les deux substrats, ce qui implique des variations très faibles des pertes diélectriques.

Comparée à l'accordabilité en DC, ces valeurs sont faibles. Il faut noter comme évoqué précédemment que pour le cas de la capacité MIM en DC, la couche active se compose

uniquement du BST, nous avons donc la caractéristique intrinsèque du BST avec sa forte permittivité et sa forte agilité. Dans le cas actuel des capacités IDC et contrairement à ce qu'on peut croire sur le confinement des champs dans la seule couche du BST grâce à sa forte permittivité, les lignes de champs traversent plusieurs milieux à permittivités différentes (air, Oxyde, substrat). La permittivité apparente (effective) ainsi que son agilité sont alors faibles.

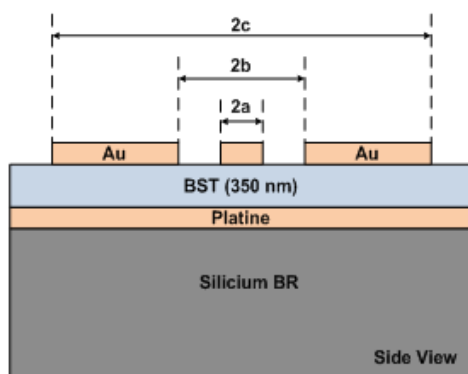
4.5.4 Caractérisations en Hyperfréquences : Capacités MIM RF

La capacité IDC a permis d'extraire l'accordabilité de la capacité apparente. Cette accordabilité n'est pas intrinsèque du BST mais elle prend en compte les différents milieux avoisinants. On note aussi qu'elle est produite à l'aide d'une polarisation horizontale (topologie coplanaire).

Pour extraire l'accordabilité intrinsèque du BST, nous proposons une autre méthode basée sur des capacités MIM RF [83][84]. La couche du BST est dans ce cas mise en sandwich entre deux électrodes métalliques. Les caractéristiques extraites sont les propriétés intrinsèques du BST. On note aussi que le BST est dans ce cas polarisé verticalement (topologie micro-ruban).

Cette structure MIM adaptée aux mesures RF est composée de deux disques métalliques imbriqués déposés sur un substrat BST/Pt/Si comme illustré dans la Figure 4.20.a.

Les dimensions de la structure fabriquée sont : $a = 20 \mu\text{m}$, $b = 60 \mu\text{m}$ et $c = 280 \mu\text{m}$. Ces dimensions prennent en compte le pitch de la pointe de mesure RF qui est de $150 \mu\text{m}$. La Figure 4.20.b est une image microscopique du processus de mesure de la structure. Ces mesures en réflexion (un seul port) sont effectuées jusqu'à 20 GHz en utilisant les mêmes éléments de mesures cités auparavant avec un calibrage SOLT. La tension de polarisation est injectée directement via la pointe RF en utilisant un Té de Bias et un générateur DC.



(a)



(b)

Figure 4.20 : (a) Vue transversale et (b) image microscopique en mesure sous pointes de la capacité MIM RF.

Considérant les dimensions de la structure très petites devant la longueur d'onde du signal RF, on peut modéliser cette structure à l'aide du circuit équivalent illustré dans la Figure 4.21 [85].

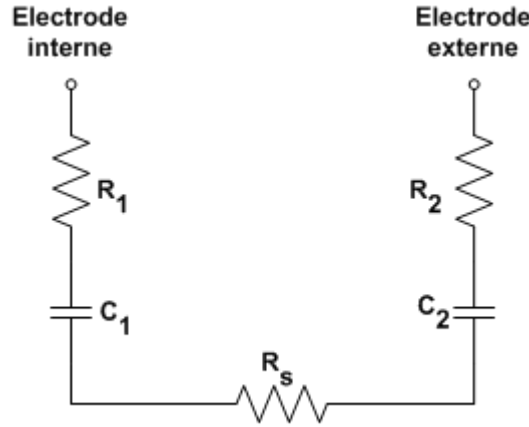


Figure 4.21 : Modèle électrique équivalent de la capacité MIM RF proposée.

C_1 et R_1 représentent la capacité et la résistance de la couche du BST entre le disque interne supérieur et l'électrode inférieure. C_2 et R_2 représentent celles entre le disque externe supérieur et l'électrode inférieure. R_s représente la résistance de l'électrode inférieure (Pt).

A partir de ce modèle, l'impédance de la structure est donnée par la relation :

$$Z_{DUT} = R_1 + R_2 + R_s + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = R + \frac{1}{j\omega C} \quad 4.7$$

La capacité apparente totale C et la résistance totale R extraites des mesures à partir de l'équation précédente sont illustrées dans la Figure 4.22. La tension de polarisation maximale est de 20 V.

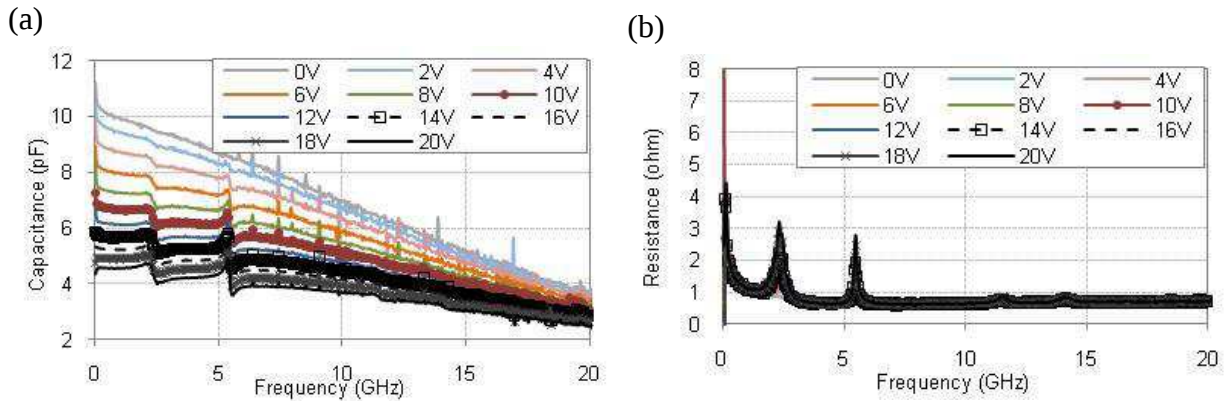


Figure 4.22 : (a) Capacité apparente et (b) résistance totale extraites sous polarisation de la capacité MIM RF.

Nous observons que la valeur de la capacité apparente varie en fonction de la polarisation (accordabilité du BST). Cette accordabilité est de 53% à 10 GHz et 46% à 15 GHz.

Nous notons également que la valeur de cette capacité baisse en fonction de la fréquence, cela est causé par les effets parasites introduits par les électrodes et la méthode de mesure. Pour la

résistance, on observe que sa valeur est presque stable de 2 GHz à 20 GHz à environ 0.8 Ohm.

Nous observons également sur ces deux courbes la présence de deux résonances aux alentours de 2.5 GHz et 5 GHz. Ces résonances ne sont pas observées à champ nul (DC = 0V), elles sont alors expliquées par le fait que le BST dans sa phase paraélectrique génère des ondes acoustiques (comportement électrostrictif) [86][87]. Si le BST était dans sa phase ferroélectrique, il pourrait générer ces mêmes ondes acoustiques à champ nul (comportement piézoélectrique). les propriétés intrinsèque du BST et notamment ces résonances acoustiques sont influencées par les paramètres du dépôt [88].

Les effets parasites responsables de la dépendance en fréquence de la valeur de la capacité peuvent être éliminés et permettre l'extraction de la permittivité intrinsèque de la couche du BST en utilisant deux capacités MIM RF avec le rayon interne a différent [85] (Figure 4.23).

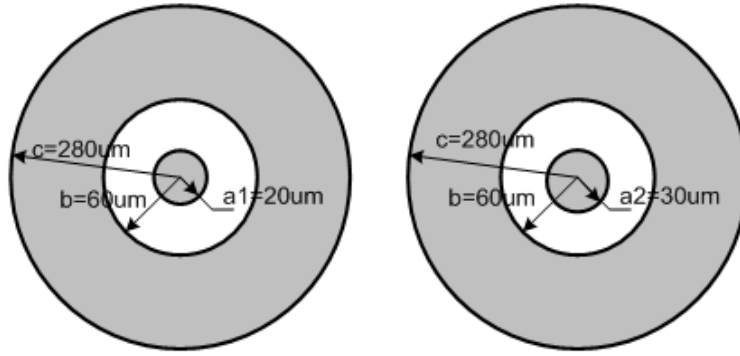


Figure 4.23 : Vue de dessus des deux capacités MIM RF réalisées (DUT1 et DUT2).

La première structure présente les dimensions suivantes : $a_1 = 20 \mu\text{m}$, $b_1 = 60 \mu\text{m}$, $c_1 = 280 \mu\text{m}$. La seconde structure : $a_2 = 30 \mu\text{m}$, $b_2 = 60 \mu\text{m}$, $c_2 = 280 \mu\text{m}$.

A partir du circuit équivalent de la Figure 4.21 et de la relation (4.7), on peut déduire la valeur de la permittivité à l'aide de la relation :

$$\text{Im}(Z_{DUT1} - Z_{DUT2}) = -\frac{1}{\omega} \frac{d}{\pi \epsilon_0 \epsilon_r} \left(\frac{1}{a_1^2} - \frac{1}{a_2^2} \right) \quad 4.8$$

Avec ϵ_r et d la permittivité et l'épaisseur du BST, respectivement. Les résultats d'extraction sont illustrés dans la Figure 4.24.

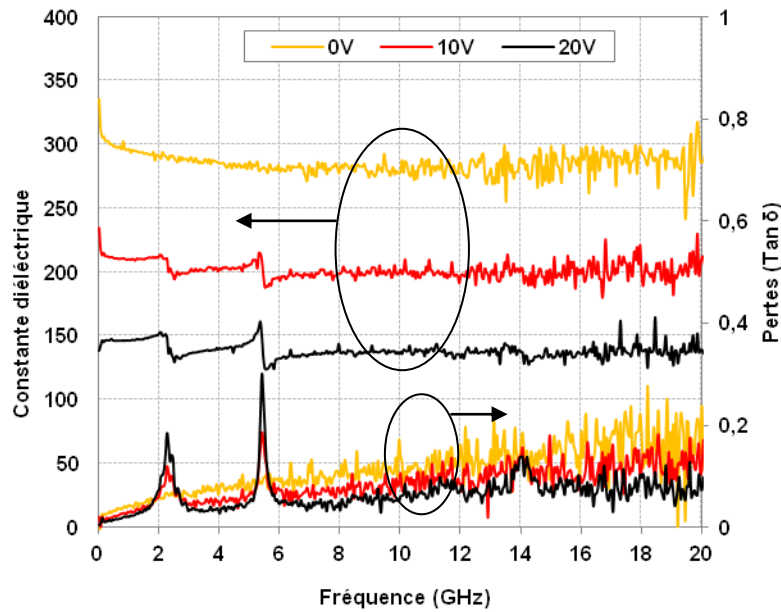


Figure 4.24 : Permittivité et pertes du BST, extraites à partir des mesures sur les deux capacités MIM RF de rayons internes différents.

Pour clarifier l’affichage des résultats, seules trois valeurs de champ électrique appliqué sont présentées. On observe que la valeur de la permittivité est presque stable sur toute la bande de fréquence, ce qui démontre l’intérêt de cette méthode pour la soustraction des effets parasites. Les résultats de quelques points de fréquences sont reportés dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Propriétés électromagnétique du BST extraites à partir des mesures effectuées sur les capacités MIM RF.

Fréquence	2 GHz	10 GHz	15 GHz	18 GHz
ϵ_r (0V)	292	277	288	299
ϵ_r (20 V)	148	138	134	140
Agilité	50 %	51%	53%	53%
Tan δ (0V)	5%	9%	11%	16%
Tan δ (20V)	3%	5%	6%	6%

En moyenne, sur toute la bande de fréquence, la valeur de la permittivité est autour de 290 à champ nul et autour de 140 à 20 V. Cela correspond à une accordabilité d’environ 52%.

Au niveau des pertes, elles vont de 5% à 16% à champ nul et de 3% à 6 % à 20 V.

4.5.5 Discussion

Nous avons effectué des caractérisations sur des structures de test pour extraire les caractéristiques électromagnétiques (permittivité, pertes et accordabilité) de films minces de BST.

Les structures de test, les tensions utilisées pour la polarisation ainsi que les méthodes d'extraction sont différentes. Nous allons extrapoler les résultats obtenus pour pouvoir les comparer.

Dans un premier temps, nous avons extrait la permittivité intrinsèque du BST dans les capacités IDC en utilisant une étude paramétrique sous HFSS. Une structure IDC équivalente à celle mesurée est simulée en paramétrant la valeur de la permittivité du BST. Dans les paramètres de simulation les permittivités de MgO et Al_2O_3 sont respectivement 9,4 et 10,4. Les courbes obtenues sont comparées à la courbe des mesures de la capacité IDC.

Le résultat est reporté dans la Figure 4.25. Cette étude montre que pour l'échantillon Al_2O_3 la permittivité est autour de 180 à champ nul. Pour MgO, elle est autour de 150. Le cas du BST polarisé n'a pas été simulé, car pour effectuer une simulation proche de la réalité, il faut considérer la couche du BST composée de plusieurs zones à permittivités différentes, des zones polarisées (comme la couche sous les doigts de l'IDC) et des zones non ou faiblement polarisées comme sous la ligne d'accès. Pour simplifier, nous avons modélisé le cas à champ électrique nul et nous avons déduit la permittivité à champ maximum à partir des résultats de l'accordabilité obtenue.

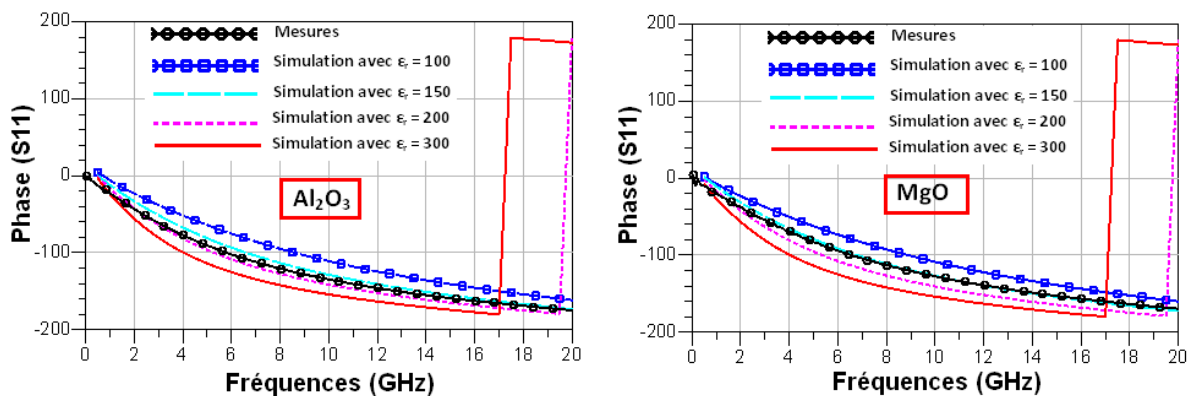


Figure 4.25 : Comparaison la courbe des mesures et les courbes des simulations avec ϵ_r du BST paramétrée pour la capacité IDC sur les échantillons Al_2O_3 et MgO.

En extrapolant les résultats des mesures et des simulations en unifiant la valeur des champs électriques appliqués, nous obtenons les résultats reportés dans le Tableau 4.2 :

Tableau 4.2 : Récapitulatif des résultats obtenus par extrapolation des résultats de mesures et de simulations.

	ϵ_r (0 V)	ϵ_r (700 kV/cm)	η	Tan δ (0 V)	Tan δ (V max)
MIM DC	375	125	67%	2,7 %	0,5 %
MIM RF (18 GHz)	300	108	64%	16%	5%
CPW (Al ₂ O ₃) (18 GHz)	180	90	50%	3%	3%
CPW (MgO) (18 GHz)	150	118	21%	2%	2%

Nous observons qu'en Radiofréquences, les propriétés permittivité, accordabilité et pertes varient d'une manière identique, elles augmentent conjointement, ce qui confirme les propriétés classiques des matériaux ferroélectriques [89]. Il faut noter que la variation identique de ces propriétés constitue un problème pour le développement d'application RF qui exige des faibles pertes diélectriques tout en gardant une accordabilité forte.

Nous notons que dans le cas des structures microruban (MIM), la valeur de la permittivité est différente en basses et hautes fréquences. Cette tendance est visible dans la courbe de la Figure 4.24. Ce phénomène est observé dans la littérature [90] [91] [92], il est expliqué par la présence de phénomènes de relaxation : la polarisabilité d'un matériau diélectrique est la somme de contribution différentes (ionique, électronique, mouvement de parois de domaines), à basse fréquences la polarisabilité comprend toutes les contributions, au fur et à mesure que la fréquence augmente le nombre de contribution décroît (relaxation). Cela limite la stabilité en fréquences des propriétés diélectriques. Ces relaxations sont dispersives et dépendent de la température et de la taille des grains du BST déposé. Les relaxations sont aussi responsables de l'augmentation des pertes en augmentant la fréquence car à chaque relaxation certains mécanismes ont une réaction tardive par rapport à la fréquence du signal qui augmente, ce retard de réponse (déphasage) est source de pertes.

Pour les structures coplanaires, les valeurs de la permittivité et de l'accordabilité obtenues sont plus faibles. Nous observons également que ces valeurs dépendent fortement du substrat utilisé. La permittivité effective mesurée est proche de celle produite uniquement par le substrat. Le substrat a donc une influence importante sur l'ensemble des couches. Cela est provoqué par le rapport entre l'épaisseur de la couche du BST (350 nm) et l'espacement entre les doigts de l'IDC (2 μ m). Ce facteur favorise une forte pénétration des lignes de champs dans le substrat, ce qui fait que la permittivité effective de l'ensemble est plus proche de celle du substrat.

D'autres hypothèses peuvent expliquer la différence de permittivité entre les structures CPW et MIM (la permittivité dans le plan et la permittivité hors plan), parmi lesquelles l'anisotropie de la couche du BST qui pourra être causée par l'orientation cristalline. Une autre hypothèse concerne le caractère colonnaire du BST déposé, qui permettrait un meilleur confinement des champs électromagnétiques verticaux par rapport aux champs horizontaux.

Pour optimiser les propriétés des circuits RF en technologie coplanaire, il faut améliorer l'intervention de la couche du BST dans la réponse globale. Plusieurs solutions sont proposées, parmi lesquelles, l'augmentation de l'épaisseur de la couche du BST. Cela permet d'accroître la permittivité et l'accordabilité du matériau comme le montre plusieurs études [93] [94] car les champs électromagnétiques sont d'avantage confinés dans la couche du BST. Une autre solution consiste à utiliser une couche tampon de plus grande permittivité entre le BST et le substrat. Cela permet d'améliorer le confinement des champs électromagnétiques sur la couche du BST et celle de l'oxyde et permet d'augmenter la permittivité effective. Elle permet également d'éviter les problèmes d'accumulation de charge entre l'oxyde et le substrat dans le cas du Silicium. Parmi les couches proposées nous citons le TiO_2 qui a une permittivité autour de 50 [95].

Enfin les propriétés des couches minces de BST dépendent fortement des conditions d'élaboration, des défauts présents dans le matériau et du substrat utilisé. L'optimisation des conditions des dépôts est parmi les éléments qui améliorent les propriétés du BST [96]. Par exemple les pertes des couches minces de BST déposées sur Platine ont été diminuées par l'utilisation d'une couche tampon de SiO_2 entre le BST et le platine [76].

4.6 BST et Métamatériaux reconfigurables

4.6.1 Conditions d'implémentation technologique

Dans le déroulement du projet « ABSYS », les substrats avec un dépôt de BST sur toute la surface étaient les seuls échantillons disponibles au moment de la rédaction de cette thèse.

Ces échantillons limitent les possibilités de conception de circuits RF complets car nous avons le choix entre l'utilisation des échantillons avec le BST déposé sur le plan de masse en platine pour réaliser des circuits en technologie microruban ou l'utilisation des échantillons avec le BST déposé sur des substrats diélectriques pour réaliser des circuits en technologie coplanaire.

Dans le premier cas, le fait d'avoir un diélectrique de forte permittivité en topologie microruban limite les possibilités de réalisation technologique, les impédances de valeurs classiques n'étant pas synthétisables.

Dans le second cas, l'agilité sera faible comme démontré dans la première partie de ce chapitre. De plus, le fait d'avoir une couche de BST sur toute la surface sans avoir de possibilité de polariser localement la partie qui nous intéresse rend la conception d'un circuit

hyperfréquence complet compliquée. La solution est de pouvoir déposer le BST localement ou de pouvoir déposer des lignes haute impédance pour polariser le BST localement. L'ITO est l'un des matériaux qui réalise cette fonction [97] . Au moment de rédiger cette thèse, ni le dépôt localisé du BST ni le dépôt d'ITO n'étaient encore initié dans le cadre de nos travaux.

Dans le but d'avoir des résultats expérimentaux, nous avons choisi d'utiliser les échantillons disponibles pour explorer la conception de circuit métamatériaux reconfigurables malgré les problématiques évoquées ci-dessus.

4.6.2 Méthodologie et contraintes de simulation

Les caractérisations effectuées précédemment ont permis d'extraire les caractéristiques diélectriques des différents échantillons utilisés. Ces caractéristiques sont intégrées dans les simulations sous HFSS. Les simulations électromagnétiques de ce type de structures présentent plusieurs difficultés qui sont liées aux paramètres suivants :

- L'utilisation d'un matériau à haute permittivité (BST) : en effet, la longueur d'onde guidée dans ce type de matériaux est très petite, ce qui nécessite un maillage très fin dans le diélectrique pour éviter des résultats faussés. Il faut vérifier le maillage dans la couche du BST surtout en épaisseur et forcer le logiciel à avoir plusieurs mailles (maillage local de la couche du BST ou conception de la couche de BST sous forme de plusieurs couches jointes).
- Le caractère sub-longueur d'onde des structures métamatériaux qui demande un temps de calcul élevé avec parfois des échecs de convergence.
- Le rapport élevé entre les dimensions dans la structure, par exemple entre la couche du BST avec une épaisseur de 350 nm et le substrat avec une épaisseur de 500 μm .
- La simulation des structures à des fréquences élevées, parfois jusqu'à 60 GHz.

L'ensemble de ces paramètres, provoque des difficultés lors de la simulation de ces structures, comme un temps de calcul élevé, ou des échecs de convergence par manque de ressources matérielles. C'est pour ces mêmes raisons que les résultats présentés dans ce manuscrit ont été souvent limités à l'étude d'une cellule unitaire.

4.6.3 Structure CRLH reconfigurable à base de BST

Nous nous proposons ici d'étudier l'agilité d'une cellule CRLH unitaire composée de deux IDC de part et d'autre d'un stub court-circuité, le schéma et les caractéristiques géométriques de cette cellule sont visibles dans la Figure 4.26.

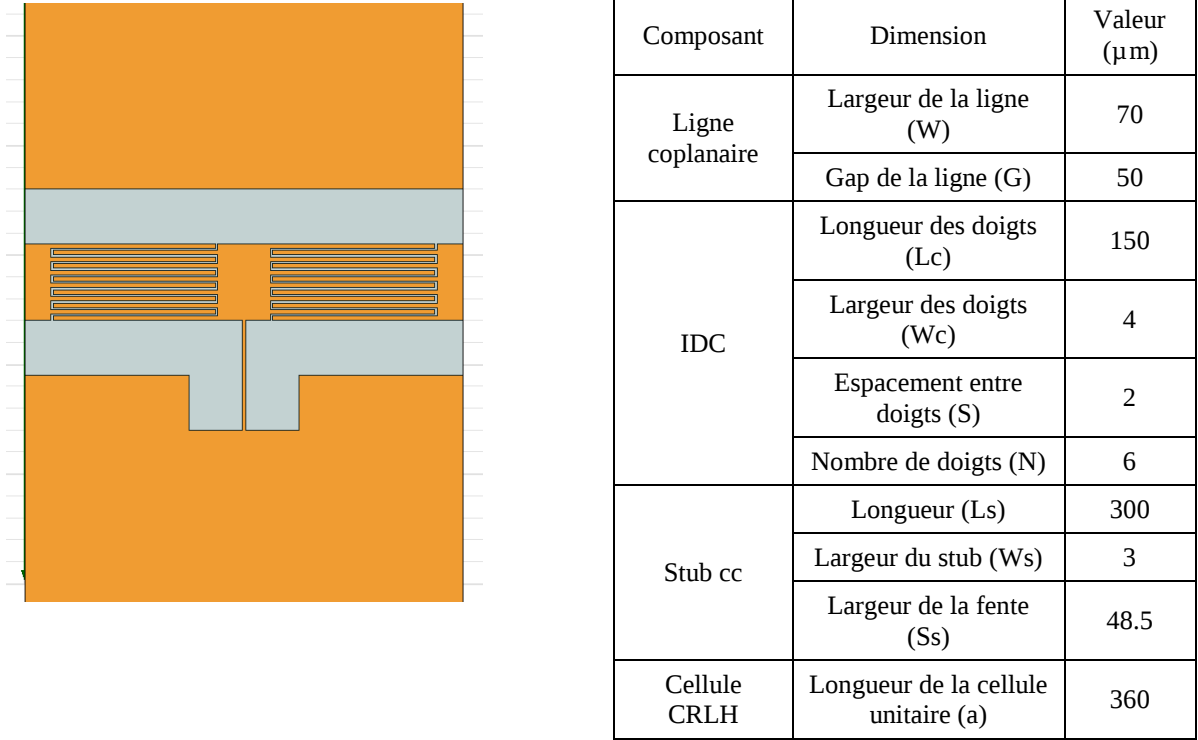


Figure 4.26 : Schéma et caractéristiques géométriques de la cellule CRLH agile étudiée.

La structure est fabriquée sur le substrat saphir (Al_2O_3) avec un dépôt d'une couche de 350 nm de BST, cet échantillon est fabriqué dans les mêmes conditions que l'échantillon qui a servi pour les caractérisations.

La structure est mesurée dans les mêmes conditions que les caractérisations précédentes du BST. La structure est directement polarisée par les pointes RF, le court-circuit du stub permet d'avoir une différence de potentiel entre les doigts des deux IDC. La tension de polarisation appliquée est variable de 0 V à 90 V.

La phase du paramètre S_{21} mesuré pour les tensions 0V, 50 V et 90 V est exposée dans la Figure 4.27.

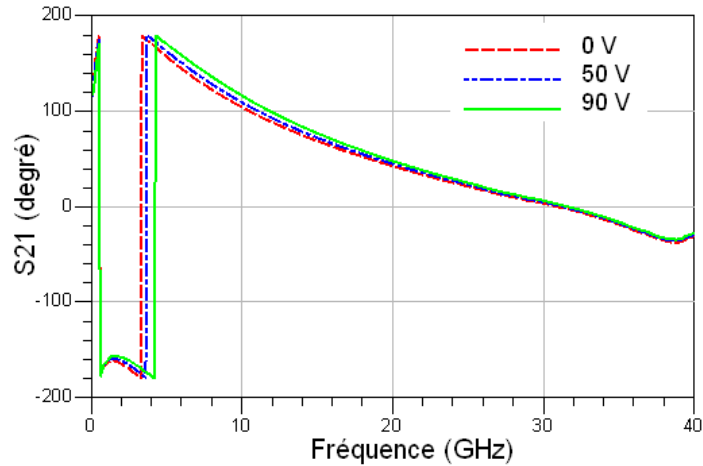


Figure 4.27 : La phase de S_{21} mesuré de la cellule CRLH unitaire en fonction de la tension appliquée.

Le diagramme de dispersion de la structure est extrait (Figure 4.28) par inversion de Fresnel, on observe une modification des fréquences limites de la bande main gauche. Les valeurs des

fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion de cette cellule sont reportées dans le Tableau 4.3.

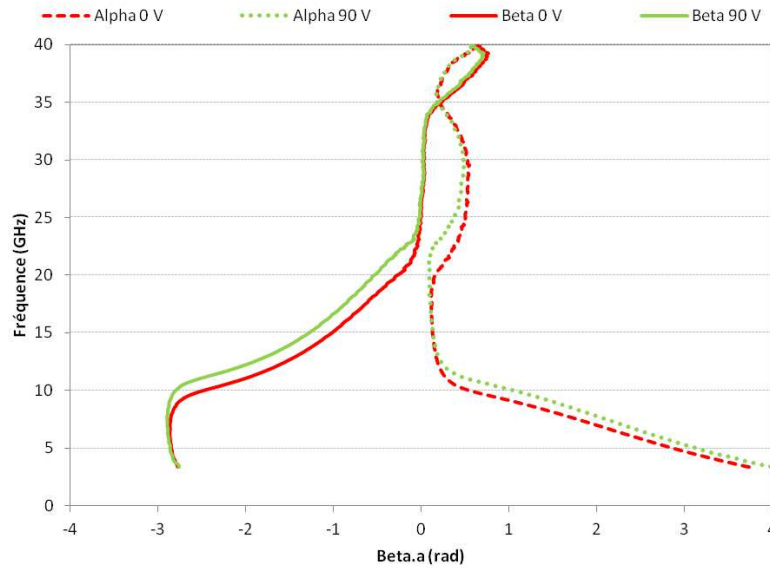


Figure 4.28 : Diagrammes de dispersion de la cellule CRLH fabriquée sur substrat BST/AL₂O₃ à champ nul et polarisée.

Tableau 4.3 : Fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion calculées à partir des résultats de mesures de la cellule CRLH réalisée sur BST/AL₂O₃ dans le cas polarisé et non polarisé.

	f_{CLH} (GHz)	f_{L1} (GHz)	f_{L2} (GHz)	f_{CRH} (GHz)
0 V	10.8	20.5	33.8	39
90 V	11.9	22.6	33.8	39

L'accordabilité fréquentielle de la cellule est d'environ 10%. Dans la prospective de l'étude d'une structure composée de plusieurs cellules CRLH, la polarisation directe par pointe RF n'est plus possible. Il faut donc prévoir plusieurs pointes DC pour les mesures et dans le cas pratique, il faut modifier la conception en intégrant des lignes de polarisation DC haute impédance.

4.6.4 Résonateur SRR en technologie coplanaire pour filtres coupe bande

Les résonateurs SRR introduits par Pendry [7] et utilisés par Smith [2] pour le premier prototype de métamatériaux ont été utilisés en propagation en espace libre. Ces structures ont été adaptées par la suite pour les circuits planaires en technologie coplanaire [23] et en technologie microruban [98].

Vu les contraintes imposées par l'utilisation de ces échantillons, nous proposons un résonateur SRR en technologie coplanaire (Figure 4.29) qui était introduit par [48] [99]. Nous proposons de polariser ce résonateur pour déplacer sa fréquence de résonance. Le choix de ce

motif s'est fait naturellement par les contraintes technologique citées auparavant mais également parce que le motif est polarisable directement et facilement par les pointes RF. Néanmoins, la taille de la couche de BST qui sera sous l'effet de la polarisation est faible. Cette structure contenant un résonateur magnétique permet d'avoir un milieu à perméabilité négative. D'après ce que nous avons vu dans le premier chapitre, ce milieu est non propagatif, cette structure est utilisée donc pour créer des zéros de transmission ou pour concevoir un filtre coupe bande.

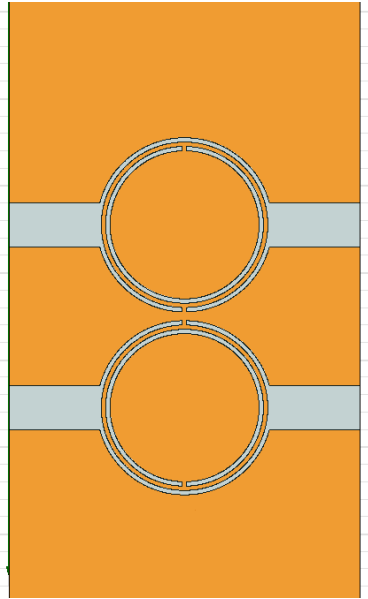


Figure 4.29 : Résonateurs SRR chargés sur une ligne coplanaire, la structure est réalisée sur un substrat BST/ Al_2O_3 .

Cette structure a été réalisée sur un échantillon BST/ Al_2O_3 comparable à celui caractérisé dans le début de ce chapitre. Les mesures ont été effectuées avec le même matériel et dans les mêmes conditions citées auparavant. La polarisation est effectuée en injectant directement la tension DC dans les pointes RF. Les résultats de mesures sont reportés dans la Figure 4.30.

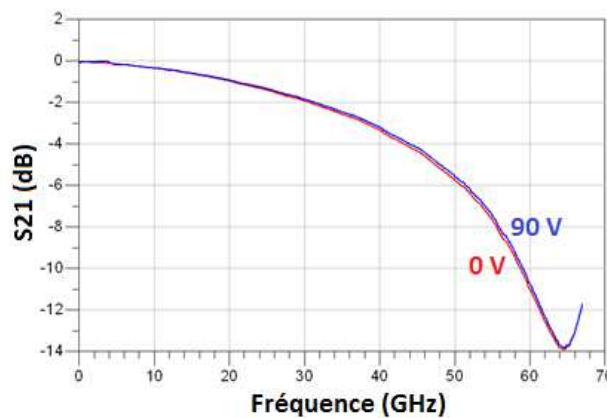


Figure 4.30 : Résultats de mesure de la structure SRR réalisée sur substrat BST/ Al_2O_3 .

Ces résultats montrent une accordabilité très faible, de l'ordre de 1%. Compte tenu des résultats obtenus pour la caractérisation du BST en technologie coplanaire et des contraintes liées à cette structure (faiblesse de la zone où le BST est polarisable) ce résultat était attendu.

4.6.5 Discussion :

Les deux structures en métamatériaux réalisées et mesurées présentent des accordabilités faibles. Cela est expliqué par le fait que l'utilisation des techniques de dépôt localisé du BST et de dépôt d'ITO pour la polarisation n'a pas encore été introduite au moment de la rédaction de cette thèse.

Pour la structure CRLH, la faible accordabilité est surtout liée à la technologie coplanaire et l'effet du substrat comme évoqué auparavant. Pour améliorer ce résultat, il faut augmenter la participation de la couche du BST dans la réponse globale de la structure, il faut pour cela augmenter l'épaisseur de la couche du BST et utiliser une couche d'oxyde à haute permittivité comme le TiO_2 entre le BST et le substrat [95]. Sur une structure à plusieurs cellules, il faut également pouvoir déposer des lignes haute impédance pour pouvoir polariser toute la structure.

Pour la structure de résonateur SRR, en plus des problématiques évoquées ci-dessus, la structure ne permet pas d'avoir une surface polarisable suffisante de BST. Des modifications de la structure des résonateurs donnera une accordabilité plus élevée à condition de pouvoir déposer le BST sur des zones localisées du circuit et non sur toute la surface et de pouvoir déposer des lignes haute impédance pour la polarisation.

Des structures peuvent également être envisageables en technologie microruban, en utilisant des échantillons de $\text{Pt/BST/SiO}_2/\text{BST}$ comme proposé dans [76]. Cette solution permet en plus de diminuer les pertes, de diminuer la permittivité effective ce qui permet de synthétiser facilement les impédances voulues.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'explorer l'utilisation des matériaux ferroélectriques pour la réalisation de circuits RF reconfigurables. Dans la première partie du chapitre, des capacités MIM ont permis l'extraction de la permittivité et des pertes diélectriques de la couche mince du BST en DC. La permittivité extraite est comprise entre 375 à champ nul et 125 à 700 kV/cm, ce qui correspond à une accordabilité de 67%. Les pertes diélectriques sont de l'ordre de 0,5% à 2,7%. Une méthode de mesure et d'extraction nous a permis d'extraire la permittivité intrinsèque du BST en RF à l'aide de capacités MIM, les valeurs de permittivité sont comprises entre 300 (0 V) et 108 (700 kV/cm), ce qui correspond à une accordabilité d'environ 64% sur la bande de fréquence allant jusqu'à 20 GHz. Les pertes diélectriques sont de l'ordre de 5% à 16%. La diminution de la permittivité et l'augmentation des pertes entre les basses et les hautes fréquences est due aux effets de relaxations dans le BST. L'utilisation de structures coplanaires nous a permis d'extraire les permittivités effectives et les pertes diélectriques à travers des lignes coplanaires ainsi que la permittivité et l'accordabilité à travers des capacités IDC. Les échantillons MgO/BST et Al₂O₃/BST ont présenté les pertes les plus faibles qui sont de l'ordre de 2% à 3%. Les échantillons sur silicium ont présenté des pertes élevées causées par l'apparition de zones d'accumulation de charge (effet MOS). La permittivité pour les échantillons Al₂O₃ et MgO est de l'ordre de 180 et 150 respectivement à champ nul et l'accordabilité de l'ordre de 50 % et 21 % respectivement. La faiblesse de la permittivité et de l'accordabilité pour les structures coplanaires est expliquée par le confinement des champs électromagnétiques dans le substrat car l'épaisseur de la couche du BST est faible. D'autres hypothèses expliquent cette faiblesse comme l'anisotropie de la couche du BST qui ne réagirait pas de la même manière face aux champs hors plan et aux champs dans le plan ou encore la présence de défauts structuraux dans le BST lié au paramètre du dépôt et à la nature du substrat sur lequel la couche est déposée. Dans la deuxième partie du chapitre nous avons exploré expérimentalement la conception de structures métamatériaux reconfigurables. Les deux structures de démonstration selon les deux approches CRLH et résonateurs SRR ont été réalisées sur le substrat (BST/Al₂O₃). Cette démonstration a permis d'exhiber une accordabilité de 10% dans le premier cas et 1% dans le second. La faiblesse de ces valeurs est due au choix des structures qui ne permet pas de polariser le BST sur de grandes zones car les possibilités technologiques disponibles au moment de la rédaction de ce manuscrit ne permettaient pas de réaliser des dépôts localisés de BST et des dépôts de lignes de polarisation hautes impédances. L'introduction de ces techniques permettra dans les perspectives de ce travail de concevoir et de réaliser des structures plus adaptées où l'accordabilité sera du même ordre que les accordabilités extraites sur les structures de test. L'amélioration du processus de dépôt de BST (augmentation de l'épaisseur de la couche, utilisation de couche TiO₂) permettra également d'augmenter la permittivité et l'accordabilité des structures.

Conclusion générale et perspectives

Le travail de cette thèse a consisté à explorer théoriquement et expérimentalement les techniques de miniaturisation basées sur l'utilisation des métamatériaux et l'introduction de la reconfigurabilité des circuits RF à l'aide des MEMS ou de matériaux ferroélectriques (BST).

Nous avons dans un premier temps dressé un rappel sur la théorie des métamatériaux et sur les propriétés de la propagation des ondes électromagnétiques dans ce type de structures. Les métamatériaux présentent, face à une onde électromagnétique qui les traverse, une permittivité et une perméabilité effectives toutes deux négatives. Cette propriété unique permet de concevoir des circuits RF à une échelle réduite par rapport aux circuits classiques. Nous avons exposé les différentes approches qui permettent d'étudier et de synthétiser les métamatériaux, l'approche initiale basée sur la combinaison des fils minces et des résonateurs avec l'extraction directe de la permittivité et de la perméabilité, puis l'approche basée sur la théorie des lignes de transmission qui a permis de travailler avec des modèles électriques équivalents. La deuxième approche a permis des avancées considérables dans l'ingénierie des métamatériaux et dans la conception des circuits planaires. Nous avons également exposé quelques exemples issus de la littérature des domaines d'applications des métamatériaux et de réalisation de métamatériaux accordables.

Dans la première partie du deuxième chapitre, nous avons vérifié expérimentalement les deux cas équilibré et non équilibré de la réponse fréquentielle d'un métamatériau. Nous nous sommes basés sur l'approche des lignes de transmission pour procéder à la conception et à la réalisation de structures planaires de démonstration. Ces structures ont été réalisées en technologie PCB. Les extractions ont permis de mettre en évidence la réponse d'un cas équilibré et d'un cas non équilibré. Selon l'application visée par les métamatériaux, il est essentiel de choisir le cas à produire. De plus, la condition d'équilibre est localisée ce qui la rend difficile à obtenir dans les conditions réelles. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté une conception d'un filtre passe bande pour une application spatiale. Le cahier des charges impose un grand effort de miniaturisation et des niveaux élevés de rejections hors bande. Les caractéristiques basses fréquences et large bande de ce filtre compliquent d'autant cette tâche. Nous avons proposé d'utiliser les métamatériaux pour sa conception en nous basant sur une approche hybride liant l'utilisation des lignes main gauche pour la conception d'un filtre passe haut et l'ajout de résonateurs coupe bande pour délimiter la bande passante et ainsi créer le filtre passe bande. L'utilisation de cette approche combinée au choix du substrat à haute permittivité puis l'utilisation de composants CMS nous a permis de concevoir un filtre de dimensions totales inférieures à 6 cm^2 sachant que le cahier des charges

imposait une taille inférieure à 12 cm^2 . Notre filtre présente une miniaturisation d'environ 90% par rapport à un filtre classique à stubs quart d'onde. Nous avons pu également obtenir des rejections hors bande supérieurs à -68 dB.

Dans le troisième chapitre, Nous avons étudié une cellule unitaire CRLH dans le but d'introduire la fonction d'agilité. Dans un premier temps nous avons introduit un nouveau degré de liberté dans cette cellule par l'ajout d'un stub capacitif dans son design. Ce stub a permis le contrôle de la valeur du composant capacité parallèle dans le schéma électrique. Ce composant est considéré jusqu'ici comme un composant parasite et non contrôlable. L'ajout d'un stub capacitif de $575 \text{ }\mu\text{m}$ de longueur dans cette cellule a permis une agilité d'environ 23,5% sur les fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion de la structure. Nous avons ensuite remplacé les capacités IDC dans cette structure par des Switch MEMS RF. Ces dispositifs mécatroniques ont permis d'introduire une agilité dans la structure. En effet, la commutation entre l'état haut et l'état bas du switch MEMS RF, permet de changer la valeur de la capacité série. Les résultats de mesures ont démontré un ratio de 26 entre la valeur de la capacité à l'état haut et celle à l'état bas. L'agilité des fréquences caractéristiques du diagramme de dispersion a atteint 80%. Ces différentes structures de démonstration sont fabriquées au LAAS en technologie Silicium. Malgré ses pertes élevées, le Silicium a été choisi car sa technologie est compatible avec l'intégration monolithique et hybride des composants électroniques. De plus, les MEMS emploient le même procédé technologique.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de caractérisation du BST, qui est un matériau ferroélectrique dont la permittivité peut être variée en appliquant un champ électrique. Ce travail est réalisé dans le cadre du projet ANR « ABSYS ». Nous avons caractérisé le BST déposé en film mince par la méthode de pulvérisation cathodique RF. Ces caractérisations ont permis d'extraire les caractéristiques électromagnétiques du BST en DC et en RF. Plusieurs structures de test ont été réalisées pour les caractérisations, nous avons pu extraire la permittivité en DC à l'aide de capacité MIM. A champ nul la permittivité extraite est de 375, elle est de 125 avec un champ appliqué de 700 kV/cm , ce qui correspond à une accordabilité de 67%. Les pertes diélectriques sont de l'ordre de 0,5% à 2,7%. Une méthode de mesure et d'extraction nous a permis d'extraire la permittivité intrinsèque du BST à l'aide de capacité MIM en RF, les valeurs de permittivité sont comprises entre 300 (0 V) et 108 (700 kV/cm V), ce qui correspond à une accordabilité d'environ 64% sur la bande de fréquence allant jusqu'à 20 GHz. Les pertes diélectriques sont de l'ordre de 5% à 16%. La diminution de la permittivité et l'augmentation des pertes entre les basses et les hautes fréquences est due aux effets de relaxations dans le BST.

L'utilisation de structures coplanaires nous a permis d'extraire les permittivités effectives et les pertes diélectriques à travers des lignes coplanaires gravées sur différents types de substrat, nous avons obtenu des valeurs autour de 5.9 pour l'échantillon de BST sur MgO, 6.3 pour Al_2O_3 , 7.2 et 7.5 pour Si/SiO₂ et Si/SiO₂/Si₃N₄ respectivement. Les pertes sont autour de 2% à 3% pour les substrats MgO, Al_2O_3 et 9 % pour les substrats Si/SiO₂ et Si/SiO₂/Si₃N₄. En polarisant les structures fabriquées sur les substrats en silicium nous avons détecté un

problème de réponse de type MOS due à un problème de couche native d'oxyde qui piège les charges mobiles entre le silicium et le BST. Ces échantillons ont été par la suite écartés de l'étude. L'étude de l'accordabilité du BST en RF en technologie coplanaire a été menée à l'aide de capacités IDC déposés sur les substrats MgO et Al_2O_3 . Nous avons pu extraire une accordabilité effective d'environ 8% pour le MgO et 20 % pour Al_2O_3 à 18 GHz pour une polarisation de 275 kV/cm. L'extrapolation de ces résultats pour une polarisation équivalente à celle utilisée pour les structures MIM (700 kV/cm) donne des valeurs d'accordabilité de l'ordre de 21 % et 50 % pour MgO et Al_2O_3 respectivement. La faiblesse de la permittivité et de l'accordabilité pour les structures coplanaires est expliquée par le confinement des champs électromagnétiques dans le substrat car l'épaisseur de la couche du BST est faible. D'autres hypothèses peuvent expliquer cette faiblesse comme l'anisotropie de la couche du BST qui ne réagirait pas de la même manière face aux champs verticaux et aux champs horizontaux ou la présence de défauts structuraux dans le BST lié au paramètre du dépôt et à la nature du substrat sur lequel la couche est déposée. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons exploré expérimentalement la conception de structures métamatériaux reconfigurables. Les deux structures de démonstration selon les deux approches CRLH et résonateurs SRR ont été réalisées sur le substrat (BST/ Al_2O_3). Cette démonstration a permis d'exhiber une accordabilité de 10% dans le premier cas et 1% dans le second. La faiblesse de ces valeurs est due au choix restreint des designs des structures faute de ne pas pouvoir réaliser des dépôts localisés de BST et des dépôts de lignes haute impédance. L'introduction de ces techniques permettra dans les perspectives de ce travail de concevoir et de réaliser des structures plus adaptées où l'accordabilité des cellules sera du même ordre que les accordabilités extraites sur les structures de test. L'amélioration du processus de dépôt de BST (augmentation de l'épaisseur de la couche) permettra également d'augmenter la permittivité et l'accordabilité des structures.

Le travail d'exploration et multidisciplinaire de cette thèse nous a permis d'évaluer plusieurs approches et plusieurs techniques et technologies. Les différentes contraintes rencontrées dans nos travaux n'ont pas permis de mener à terme l'ensemble des pistes explorées. Les prospectives et les pistes à envisager pour la suite de ce travail sont les suivantes :

- Dans le cas des structures CRLH du chapitre 3, il est recommandé de compléter l'accordabilité de la cellule par l'introduction de MEMS sur les stubs ouvert et fermé de la cellule. L'optimisation mécanique des MEMS capacitifs utilisés est aussi envisageable pour améliorer les performances du circuit. Enfin, la cellule unitaire étudiée dans ce chapitre fera partie d'un réseau de cellule CRLH pour la conception de circuit RF complet comme un filtre ou un déphaseur.
- Pour les structures accordables à l'aide du BST (Chapitre 4), les caractérisations ont permis d'extraire des informations importantes sur le BST et de mettre en évidence les problématiques. Dans l'avenir, il est recommandé d'améliorer le procédé de dépôt sur

silicium pour éviter la couche d'oxyde natif. Le dépôt du BST devra également être amélioré en déposant des couches plus épaisses et en utilisant des couches d'oxyde TiO_2 comme exploré dans la littérature pour améliorer les propriétés électromagnétiques du BST. Puis, il faut pouvoir réaliser des dépôts localisés pour faciliter la conception de circuits RF complets. Le dépôt de ligne haute résistivité (ITO) est aussi envisageable. Avec ces possibilités technologiques, il sera plus aisé de concevoir des circuits métamatériaux accordables avec de meilleures accordabilités.

Les travaux de cette thèse nous ont permis également de mettre en évidence le caractère de forte accordabilité introduit par l'utilisation des MEMS et le caractère d'accordabilité plus fin introduit par l'utilisation du BST. Nous pouvons ainsi combiner les deux technologies d'accordabilité pour contrôler au mieux l'agilité recherchée selon l'application visée.

Enfin, depuis la fin des travaux de cette thèse en 2011, quelques travaux sur les structures en métamatériaux accordables à l'aide des MEMS ou du BST ont été présentés dans la littérature. Dans [100], les auteurs ont présenté les résultats de simulation sous HFSS d'un filtre en métamatériaux accordable à l'aide de MEMS RF. La structure est réalisée en technologie coplanaire, des motifs CSRR (Complementary Split ring Resonators) sont gravés sur la ligne du signal et sur les deux masses. Des ponts MEMS reliant les deux masses (en parallèle sur la ligne du signal) permettent en switchant entre l'état haut et l'état bas de changer la fréquence de résonance des CSRR, l'accordabilité en fréquence obtenue est d'environ 10%.

Dans [101], les auteurs ont présenté des structures CRLH basées sur des résonateurs OSRR (Open Split Ring Resonators) et OCSRR (Open Complementary Split ring Resonators). Ces structures sont accordables en utilisant des couches épaisses de BST ($7,5 \mu\text{m}$). La couche du BST est sérigraphiée sur un substrat Al_2O_3 . Pour polariser le BST, un réseau de lignes hautes impédance composé d'or et de chrome est utilisé. Les résultats présentés ont démontré une accordabilité en fréquence de l'ordre de 36,6 %. Ces structures sont potentiellement utilisables pour des filtres passe-bande ou des déphaseurs.

Dans des travaux similaires [102], les auteurs ont présenté un filtre accordable basés sur des motifs SRR carrés. Une capacité interdigitale gravée sur une couche épaisse de BST ($4 \mu\text{m}$) est insérée en série sur la ligne métallique des deux résonateurs imbriqués. Le tuning de cette capacité modifie la longueur effective du résonateur ce qui provoque un shift de sa fréquence de résonance. Des lignes hautes impédances en chrome sont utilisées pour la polarisation. Le filtre présenté permet un shift en fréquence d'environ 10 %.

Références Bibliographiques

- [1] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and Mu," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [2] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [3] M. a Ordal, R. J. Bell, R. W. Alexander, L. L. Long, and M. R. Querry, "Optical properties of fourteen metals in the infrared and far infrared: Al, Co, Cu, Au, Fe, Pb, Mo, Ni, Pd, Pt, Ag, Ti, V, and W.," *Applied optics*, vol. 24, no. 24, p. 4493, Dec. 1985.
- [4] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures," *Physical Review Letters*, vol. 76, no. 25, pp. 4773–4776, 1996.
- [5] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [6] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [7] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [8] D. Smith, D. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, "Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial," *Applied Physics Letters*, vol. 77, p. 2246, 2000.
- [9] D. R. Smith and N. Kroll, "Negative refractive index in left-handed materials," *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, 2000.
- [10] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002*, vol. 2, pp. 412–415.
- [11] C. Caloz and T. Itoh, "Left-Handed Transmission Lines and Equivalent Metamaterials for Microwave and Millimeter-Wave Applications," in *32nd European Microwave Conference, 2002, 2002*, pp. 1–4.
- [12] G. V. Eleftheriades, a. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, Dec. 2002.
- [13] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial," *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 10, pp. 5930–5935, 2002.
- [14] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "A backward-wave antenna based on negative refractive index LC networks," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002*, vol. 4, pp. 340–343.
- [15] R. Shelby, D. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, no. 5514, p. 77, 2001.
- [16] C. Parazzoli, R. Greengard, K. Li, B. Koltenbah, and M. Tanielian, "Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell's law," *Physical Review Letters*, vol. 90, no. 10, p. 107401, 2003.

- [17] F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbésien, X. Zhao, and D. Lippens, "Negative-zero-positive refractive index in a prism-like omega-type metamaterial," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 2566–2573, 2008.
- [18] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens," *Physical review letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000.
- [19] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, "Controlling electromagnetic fields," *Science*, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.
- [20] A. Ourir, S. Burokur, and A. Lustrac, "Phase-varying metamaterial for compact steerable directive antenna," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 9, pp. 493–494, 2007.
- [21] M. a. Antoniadou and G. V. Eleftheriades, "Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 103–106, 2003.
- [22] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 980–992, 2004.
- [23] F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, M. Sorolla, and R. Marqués, "Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide," *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 22, p. 4652, 2003.
- [24] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marques, and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 511–513, Dec. 2003.
- [25] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegui, M. a. G. Laso, R. Marques, F. Medina, and M. Sorolla, "Super compact split ring resonators CPW band pass filters," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, 2004, pp. 1483–1486.
- [26] I. Gil, J. García-García, J. Bonache, F. Martín, M. Sorolla, and R. Marqués, "Varactor-loaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 21, p. 1347, 2004.
- [27] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, and D. van der Weide, "Linear tunable phase shifter using a left-handed transmission line," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, no. 5, pp. 366–368, 2005.
- [28] J. Perruisseau-carrier, T. Lisec, and A. K. Skrivervik, "Circuit Model and Design of Analogically Controlled by MEMS," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 2496–99, 2006.
- [29] J. Perruisseau-Carrier, K. Topalli, and T. Akin, "Low-loss Ku-band artificial transmission line with MEMS tuning capability," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 19, no. 6, pp. 377–379, 2009.
- [30] G. Monti, R. De Paolis, and L. Tarricone, "Design of a 3-state reconfigurable CRLH transmission line based on MEMS switches," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 95, pp. 283–297, 2009.
- [31] O. Vendik, L. Vendik, D. Kholodnyak, S. Zubko, and E. Serebryakova, "Electronically controlled phase shifters based on right/left-handed transmission lines," in *Microwave Conference, 2005 European*, 2005, vol. 2, p. 4–pp.
- [32] D. Kuylenstierna, a. Vorobiev, P. Linner, and S. Gevorgian, "Composite right/left handed transmission line phase shifter using ferroelectric varactors," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 167–169, Apr. 2006.
- [33] Y. Wang, M. J. Lancaster, F. Huang, P. M. Suherman, D. M. Holdom, and T. J. Jackson, "Superconducting Tunable Composite Right/Left-Handed Transmission

- Lines Using Ferroelectric Thin Films with a Resistive Bias Network,” *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, no. Mli, pp. 1415–1418, Jun. 2007.
- [34] A. Marteau, G. Velu, G. Houzet, L. Burgnies, E. Lheurette, J. C. Carru, and D. Lippens, “Ferroelectric tunable balanced right- and left-handed transmission lines,” *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 2, p. 023507, 2009.
- [35] G. Houzet, K. Blary, S. Lepilliet, D. Lippens, L. Burgnies, G. Vélú, J.-C. Carru, E. Nguéma, and P. Mounaix, “Dielectric dispersion of BaSrTiO₃ thin film from centimeter to submillimeter wavelengths,” *Journal of Applied Physics*, vol. 109, no. 1, p. 014116, 2011.
- [36] C. Caloz and T. Itoh, “Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 5, pp. 1159–1166, 2004.
- [37] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications: the engineering approach*. Wiley-IEEE Press, 2006.
- [38] M. Naghed and I. Wolff, “A three-dimensional finite-difference calculation of equivalent capacitances of coplanar waveguide discontinuities,” in *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, 1990, pp. 1143–1146.
- [39] I. J. Bahl, *Lumped elements for RF and microwave circuits*. Boston: Artech House Publishers, 2003.
- [40] A. M. Nicolson and G. F. Ross, “Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, 1970.
- [41] W. B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, 1974.
- [42] B. Bianco and M. Parodi, “Determination of the propagation constant of uniform microstrip lines,” *Alta Frequenza*, vol. 45, pp. 107–110, 1976.
- [43] J. . Reynoso-Hernandez, C. F. Estrada-Maldonado, T. Parra, K. Grenier, and J. Graffeuil, “An Improved Method For The Wave Propagation Constant Gamma Estimation In Broadband Uniform Millimeter-Wave Transmission Line,” *Microwave and optical technology letters*, vol. 22, no. 4, pp. 268–271, 1999.
- [44] H. Bahrami, M. Hakkak, and A. Pirhadi, “Using Complementary Split Ring Resonators (CSRR) to Design Bandpass Waveguide Filters,” in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, vol. 2, pp. 1–4.
- [45] J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, a. Marteau, and D. Lippens, “Experimental analysis of waveguide based metamaterial structures,” *MELECON 2006 - 2006 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 254–257, 2006.
- [46] L. J. Rogla, J. Carbonell, and V. E. Boria, “Study of Equivalent Circuits for Open-Ring Resonators in Coplanar Waveguide Technology,” *MELECON 2006 - 2006 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 233–236, 2006.
- [47] A. Borja, J. Carbonell, V. Boria, and D. Lippens, “Compact and highly selective right/left-handed loaded coplanar waveguide lines,” in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, vol. 1, no. October, pp. 1287–1290.
- [48] I. a. Ibraheem and M. Koch, “Coplanar waveguide metamaterials: The role of bandwidth modifying slots,” *Applied Physics Letters*, vol. 91, no. 11, p. 113517, 2007.
- [49] I. Gil, R. Fernandez, Y. Vives, R. Jauregui, and F. Silva, “Characterization of EMI filters based on metamaterials,” *2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, no. 1, pp. 1–3, Jun. 2009.
- [50] A. Garcia-Lamperez and M. Salazar-Palma, “Dual band filter with split-ring resonators,” in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 519–522.

- [51] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, J. D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegui, M. a. G. Laso, J. a. M. Iturmendi, M. Sorolla, and R. Marques, "Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 1997–2006, Jun. 2005.
- [52] R. . Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. usa: A John Wiley & Sons, 2001.
- [53] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "RF MEMS, BST, and GaAs varactor system-level response in complex modulation systems," *INTERNATIONAL JOURNAL OF RF AND MICROWAVE COMPUTER AIDED ENGINEERING*, vol. 18, no. 1, p. 86, 2007.
- [54] G. Rebeiz and J. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 2, no. 4, pp. 59–71, 2001.
- [55] L. E. Larson, R. Hackett, and R. Lohr, "Microactuators for GaAs-based microwave integrated circuits," in *TRANSDUCERS '91: 1991 International Conference on Solid-State Sensors and Actuators. Digest of Technical Papers*, 1991, pp. 743–746.
- [56] J. J. Yao and M. F. Chang, "A Surface Micromachined Miniature Switch For Telecommunications Applications With Signal Frequencies From DC Up To 4 Ghz," *Proceedings of the International Solid-State Sensors and Actuators Conference - TRANSDUCERS '95*, pp. 384–387, 1995.
- [57] C. Goldsmith, B. Powers, and B. Norvell, *Micromechanical membrane switches for microwave applications*, no. 1. IEEE, 1995, pp. 91–94.
- [58] T. Vaha-Heikkila and M. Ylonen, "CMOS Compatible Switched MEMS Capacitors Up to 220 GHz Applications," *2006 European Microwave Conference*, vol. 0, no. September, pp. 1060–1063, Sep. 2006.
- [59] G. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-tanani, A. Grichener, and A. Brown, "Tuning in to RF MEMS," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 10, no. 6, pp. 55–72, 2009.
- [60] U. Zaghloul, B. Bhushan, P. Pons, G. J. Papaioannou, F. Coccetti, and R. Plana, "On the influence of environment gases, relative humidity and gas purification on dielectric charging/discharging processes in electrostatically driven MEMS/NEMS devices.," *Nanotechnology*, vol. 22, no. 3, p. 035705, Jan. 2011.
- [61] G. Rebeiz, *RF MEMS theory, design and technology*, 2003. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [62] S. Mao, M. Wu, Y. Chueh, and C. H. Chen, "Modeling of symmetric composite right/left-handed coplanar waveguides with applications to compact bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3460–3466, Nov. 2005.
- [63] B. Lakshminarayanan, D. Mercier, and G. M. Rebeiz, "High-Reliability Miniature RF-MEMS Switched Capacitors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 4, pp. 971–981, Apr. 2008.
- [64] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu, C. Cibert, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, and P. Blondy, "Sub-Microsecond RF MEMS Switched Capacitors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1314–1321, Jun. 2007.
- [65] S. S. Gevorgian, E. Carlsson, S. Rudner, U. Helmersson, E. Kollberg, E. Wikborg, and O. Vendik, "HTS/ferroelectric devices for microwave applications," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 2, pp. 2458–2461, 1997.
- [66] G. Subramanyam, F. Van Keuls, and F. A. Miranda, "A K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin-film conductor/ferroelectric/dielectric multilayer

- configuration,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 8, no. 2, pp. 78–80, 1998.
- [67] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, and R. A. York, “A new high performance phase shifter using $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ thin films,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, no. 7, pp. 237–239, 2002.
- [68] L. . Cross and R. . Newnham, “History of ferroelectrics,” *Ceramics and Civilization*, vol. 3, 1987.
- [69] J. Valasek, “Piezo-Electric and Allied Phenomena in Rochelle Salt,” *Physical Review*, vol. 17, no. 4, pp. 475–481, Apr. 1921.
- [70] H. Mueller, “Properties of Rochelle Salt,” *Physical Review*, vol. 57, no. 9, pp. 829–839, May 1940.
- [71] D. W. Chapman, “Some Thin-Film Properties of a New Ferroelectric Composition,” *Journal of Applied Physics*, vol. 40, no. 6, p. 2381, 1969.
- [72] N. A. Pertsev, V. G. Koukhar, R. Waser, and S. Hoffmann, “Curie–Weiss-type law for the strain and stress effects on the dielectric response of ferroelectric thin films,” *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 16, p. 2596, 2000.
- [73] A. K. Tagantsev and G. Gerra, “Interface-induced phenomena in polarization response of ferroelectric thin films,” *Journal of Applied Physics*, vol. 100, no. 5, p. 051607, 2006.
- [74] T. Hirano, M. Ueda, K. Matsui, T. Fujii, K. Sakuta, and T. Kobayashi, “Dielectric Properties of SrTiO_3 Epitaxial Film and Their Application to Measurement of Work Function of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}(y)$ Epitaxial Film,” *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 31, no. Part 2, No. 9B, pp. L1345–L1347, Sep. 1992.
- [75] G. Smolenskii and V. Isupov, “No Title,” *zhurnal tekhnicheskoi fiziki*, vol. 24, p. 1375, 1954.
- [76] V. Reymond, D. Michau, S. Payan, and M. Maglione, “Substantial reduction of the dielectric losses of $\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ thin films using a SiO_2 barrier layer,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 16, no. 50, pp. 9155–9162, 2004.
- [77] H. B. El-Shaarawy, S. Pacchini, B. Ouagague, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, and R. Plana, “Characterization of ferroelectric $\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ thin films on different substrates for reconfigurable microwave application,” in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, pp. 886–889.
- [78] A. Vorobiev, P. Rundqvist, K. Khamchane, and S. Gevorgian, “Silicon substrate integrated high Q-factor parallel-plate ferroelectric varactors for microwave/millimeterwave applications,” *Applied Physics Letters*, vol. 83, no. 15, p. 3144, 2003.
- [79] M. D. Janezic and J. A. Jargon, “Complex permittivity determination from propagation constant measurements,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 76–78, 1999.
- [80] R. B. Marks, “A multilane method of network analyzer calibration,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 7, pp. 1205–1215, Jul. 1991.
- [81] M. Ouaddari, S. Delprat, F. Vidal, M. Chaker, and K. Wu, “Microwave characterization of ferroelectric thin-film materials,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1390–1397, 2005.
- [82] S. Delprat, M. Ouaddari, F. Vidal, and M. Chaker, “Voltage and frequency dependent dielectric properties of BST-0.5 thin films on alumina substrates,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 6, pp. 211–213, Jun. 2003.

- [83] Z. Ma, A. J. Becker, P. Polakos, H. Huggins, J. Pastalan, H. Wu, K. Watts, Y. Wong, and P. Mankiewich, "RF measurement technique for characterizing thin dielectric films," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 1811–1816, 1998.
- [84] A. Vorobiev, D. Kuylenstierna, P. Rundqvist, and S. Gevorgian, "Broadband microprobe characterization of the ferroelectric films and varactors," in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, 2006, pp. 843–846.
- [85] S. Sheng, P. Wang, X. Y. Zhang, and C. K. Ong, "Characterization of microwave dielectric properties of ferroelectric parallel plate varactors," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 42, no. 1, p. 015501, Jan. 2009.
- [86] S. Tappe, U. Böttger, and R. Waser, "Electrostrictive resonances in (BaSr) TiO thin films at microwave frequencies," *Applied physics letters*, vol. 85, no. 4, p. 624, 2004.
- [87] S. Gevorgian, A. Vorobiev, and T. Lewin, "dc field and temperature dependent acoustic resonances in parallel-plate capacitors based on SrTiO₃ and Ba_{0.25}Sr_{0.75}TiO₃ films: Experiment and modeling," *Journal of Applied Physics*, vol. 99, no. 12, p. 124112, 2006.
- [88] R. Schafranek, A. Gier, A. G. Balogh, T. Enz, Y. Zheng, P. Scheele, R. Jakoby, and A. Klein, "Influence of sputter deposition parameters on the properties of tunable barium strontium titanate thin films for microwave applications," *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 29, no. 8, pp. 1433–1442, May 2009.
- [89] A. Tagantsev, V. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh, and N. Setter, "Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications," *Journal of Electroceramics*, vol. 11, no. 1/2, pp. 5–66, Sep. 2003.
- [90] B. Su, T. W. Button, T. Price, D. Iddles, and D. Cannell, "Dielectric properties of barium strontium titanate (BST)/yttrium aluminate (YAlO₃) thick films under DC bias field," *Journal of Materials Science*, vol. 43, no. 3, pp. 847–851, Oct. 2007.
- [91] J. Araújo, J. Filho, F. Melo, F. Letelier, and A. Chaves, "Low-frequency dielectric dispersion in ferroelectric crystals," *Physical Review B*, vol. 57, no. 2, pp. 783–788, Jan. 1998.
- [92] T. Moon, B. Lee, T. Kim, J. Oh, and Y. Noh, "Microwave dielectric relaxation of the polycrystalline (Ba, Sr) TiO thin films," *Applied Physics*, 2005.
- [93] K. Kageyama, A. Sakurai, A. Ando, and Y. Sakabe, "Thickness effects on microwave properties of (Ba, Sr) TiO₃ films for frequency agile technologies," *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 26, no. 10–11, pp. 1873–1877, 2006.
- [94] N. A. Pertsev, R. Dittmann, R. Plonka, and R. Waser, "Thickness dependence of intrinsic dielectric response and apparent interfacial capacitance in ferroelectric thin films," *Journal of Applied Physics*, vol. 101, no. 7, p. 074102, 2007.
- [95] H.-S. Kim, H.-G. Kim, I.-D. Kim, K.-B. Kim, and J.-C. Lee, "High-tunability and low-microwave-loss Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ thin films grown on high-resistivity Si substrates using TiO₂ buffer layers," *Applied Physics Letters*, vol. 87, no. 21, p. 212903, 2005.
- [96] E. K. Akdogan, J. Bellotti, and A. Safari, "Extrinsic loss mechanisms in BST for tunable RF/Microwave passive components," in *ISAF 2000. Proceedings of the 2000 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics (IEEE Cat. No.00CH37076)*, vol. 1, pp. 191–194.
- [97] M. Al Ahmad, S. Payan, D. Michau, M. Maglione, and R. Plana, "Tuning of Barium Strontium Titanate (BST) Thin Film Materials Employing High Resistive Thin Indium Tin Oxide (ITO) Layer," in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 809–812.
- [98] M. Gil, J. Bonache, J. Selga, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "Broadband Resonant-Type Metamaterial Transmission Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 97–99, Feb. 2007.

- [99] I. A. I. Al-Naib, C. Jansen, and M. Koch, "Miniaturized bandpass filter based on metamaterial resonators: a conceptual study," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 41, no. 20, p. 205002, Oct. 2008.
- [100] B. Pradhan and B. Gupta, "RF MEMS tunable band reject filter using metamaterials," in *International Conference on Electronics, Communication and Instrumentation (ICECI)*, 2014, pp. 1–4.
- [101] M. Duran-Sindreu, C. Damm, M. Sazegar, Y. Zheng, J. Bonache, R. Jakoby, and F. Martin, "Electrically tunable composite right/left handed transmission-line based on open resonators and Barium-Strontium-Titanate thick films," in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1–4.
- [102] M. Nikfalazar and R. Sazegar, M. ; Yuliang Zheng ; Maune, H. ; Mehmood, A. ; Jakoby, "Tunable split ring resonators (SRR) filter based on barium-strontium-titanate thick film," *The 7th German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, pp. 1–4, 2012.

Liste des publications

Revues :

- H. B. El-Shaarawy, S. Pacchini, B. Ouagague, R. Plana, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, "Study of Tunability of BST With Different Structures for Microwave Applications," Material Research Society, Vol.1256, Sep. 2010.

Congrès Internationaux :

- B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, "A modified CRLH cell optimized for easy reconfigurability," Antennas and Propagation Society International Symposium, (AP-S 2009), pp 1-4, June 2009.
- B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, "Novel CRLH cell based on robust planar design in CPW technology", 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS 2009), Londres (GB), 30 Août - 4 Septembre 2009.
- S. Pacchini, H.B. El-Shaarawy, B. Ouagague, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, R. Plana, "Study of tunability of BST with different structures for microwave applications", MRS Spring Meeting, San Francisco (USA), 4-10 Avril 2010.
- S. Payan, A. Rousseau, S. Pacchini, H.B. El-Shaarawy, B. Ouagague, J. Dhennin, M. Maglione, R. Plana. "Tunable BST components for microwave applications", International Symposium on Integrated functionalities (ISIF 2010), San Juan (USA), 13-16 Juin 2010.
- B. Ouagague, F. Coccetti, C. Villeneuve, T. Idda, R. Plana, "Reconfigurable CRLH Cells with New Open-End Stub and RF MEMS Switches on Silicon Technology", European Microwave Conference 2010 (EuMC 2010), Paris (France), Sept. 2010.
- H.B. El-Shaarawy, S. Pacchini, B. Ouagague, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, R. Plana, "Characterization of Ferroelectric $\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_2$ Thin Film on Different Substrates for Reconfigurable Microwave Application", European Microwave Conference (EuMC 2010), Paris (France), Sept. 2010.
- B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, "Experimental Study of a Modified Silicon-Based CRLH Cell for Enhanced Reconfigurability," Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2010), Toronto (Canada), 11-17 Juillet 2010.
- B. Ouagague, H.B. El-Shaarawy, S. Pacchini, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, R. Plana. "BST tunability study at DC and microwave frequencies by using IDC and MIM capacitors", Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2010), Yokohama (Japon), 7-10 Décembre 2010.

Congrès Nationaux :

- B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, « Etude d'une structure CRLH optimisée », 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), Juin 2009.
- H.B. El-Shaarawy, B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, M. El-Said , E.A. Hashish, “Miniaturisation d'un filtre à résonateur en anneau en utilisant des stubs pliés et des DGSs circulaires », 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), Mai 2009.
- H.B. El-Shaarawy, B. Ouagague, F. Coccetti, R. Plana, M. El-Said , E.A. Hashish, « Filtre multi coupe-bande reconfigurable utilisant un nouveau résonateur à base de structure à plan de masse usiné en technologie CPW ». 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), Mai 2009.
- B. Ouagague, S.Pacchini, H.B. El-Shaarawy, A. Rumeau, S.Payan, A.Rousseau, M.Maglione, R.Plana. « Caractérisation de films de BST déposés sur différents types de substrats pour les applications hyperfréquences reconfigurables », 17èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Brest (France), Mai 2011.

Résumé de la thèse

Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables

Actuellement, les applications sans fils connaissent une croissance importante. La multiplication de leurs standards (LTE, 3G, Wifi, Bluetooth, GPS) incite les chercheurs à réduire d'avantage l'encombrement, la consommation d'énergie et les coûts.

Notre travail présente une exploration théorique et expérimentale des techniques qui permettent d'atteindre cet objectif : les métamatériaux permettent la miniaturisation des circuits et les MEMS RF ou les matériaux ferroélectriques permettent leur accordabilité en fréquence.

Après un rappel théorique des métamatériaux, nous avons étudié expérimentalement des structures planaires en PCB pour mettre en évidence les propriétés du diagramme de dispersion. Nous avons ensuite conçu un filtre passe-bande destiné à une application spatiale, l'utilisation des métamatériaux a permis de réduire son encombrement d'environ 90% par rapport à un filtre classique à stub quart d'onde. En utilisant la technologie silicium, nous sommes ensuite intéressés à l'optimisation d'une cellule CRLH pour augmenter son degré de liberté en ajoutant un stub capacitif. Ce travail est complété par l'introduction des MEMS pour apporter une agilité à la structure. Les résultats expérimentaux ont permis d'exhiber une accordabilité d'environ 80%. Dans le même sens, le BST (matériau ferroélectrique) a été exploré, des circuits de test ont été réalisés pour extraire ses caractéristiques. Les travaux expérimentaux ont exhibé des accordabilités allant jusqu'à 67%. Cette étude a été complétée par la réalisation de structures métamatériaux accordables.

Mots clés:

Métamatériaux, miniaturisation, accordabilité, RF, hyperfréquences, MEMS, BST, matériaux ferroélectriques, CRLH, SRR.

Abstract

Theoretical and Experimental Study of Metamaterials and Agility Technics (MEMS, BST) for the Design of Miniatures and Reconfigurable RF Circuits

Wireless applications have grown significantly in recent years. The proliferation of their standards (LTE, 3G, WiFi, Bluetooth, GPS) is driving research toward yet more miniaturized circuits and reconfigurable architectures. The main goals are to reduce size, energy consumption and costs.

In this context, our work presents a theoretical and experimental exploration of several technics to achieve this aim. On the one hand, the use of metamaterials allows the miniaturization of RF devices. On the other, the introduction of RF MEMS or ferroelectric materials enables the frequency agility at circuit level.

After a theoretical review of metamaterials, planar structures in PCB technology have been experimentally studied in order to highlight the properties of the dispersion diagram. The results of design of a bandpass filter for space applications are then presented; the use of metamaterials has reduced its size by about 90% compared to a conventional quarter-wavelength stub filter. By using silicon technology, we are interested in the optimization of a cell based on the CRLH approach to increase its degree of freedom. In this work the adding of a capacitive stub, has been complemented by the introduction of RF MEMS to provide agility to this structure. The experimental results have demonstrated a tunability in the range of 80%. Similarly, another tuning technic based on the use of ferroelectric materials has been explored; thin BST films deposited on different substrates were used to extract the electromagnetic characteristics. Experimental work exhibited tunability of up to 67%. This study was finally completed by the realization of tunable metamaterial structures using BST.

Keywords: Metamaterials, miniaturization, agility, tunability, RF, microwaves, MEMS, BST, ferroelectric materials, CRLH, SRR.