



HAL
open science

**Contribution au développement de composants
micro-ondes multi-bandes et/ou reconfigurables.
Applications aux antennes directives et aux filtres
planaires.**

Erwan Fourn

► **To cite this version:**

Erwan Fourn. Contribution au développement de composants micro-ondes multi-bandes et/ou reconfigurables. Applications aux antennes directives et aux filtres planaires.. Electromagnétisme. Université de Rennes 1, 2018. tel-02057489

HAL Id: tel-02057489

<https://hal.science/tel-02057489>

Submitted on 5 Mar 2019

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

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



Synthèse des travaux de recherche

Présentée à
l'Université de Rennes 1

en vue d'obtenir le

Diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches
Spécialité : *Électronique*

**Contribution au développement de composants
micro-ondes multi-bandes et/ou reconfigurables.
Applications aux antennes directives et aux filtres
planaires.**

Par
Erwan FOURN

Soutenue le 4 Juillet 2018 devant la Commission d'examen :

Président du Jury

Prof. Jean-Marc LAHEURTE Professeur des Universités, Université de Paris-Est Marne-La-Vallée

Rapporteurs

Prof. Claire MIGLIACCIO Professeure des Universités, Université de Nice-Sophia Antipolis
Prof. Langis ROY Professeur des Universités, Université d'Ontario, Canada
Mr. Serge VERDEYME Professeur des Universités, Université de Limoges

Examineurs

Prof. Cédric QUENDO Professeur des Universités, Université de Bretagne Occidentale
Prof. Raphaël GILLARD Professeur des Universités, INSA Rennes
Prof. Ronan SAULEAU Professeur des Universités, Université de Rennes 1

Avant propos et remerciements

La rédaction de ce document dans l'optique d'obtenir l'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) est une étape importante pour un enseignant-chercheur. Elle permet de dresser un premier bilan des activités menées jusqu'à présent d'un point de vue pédagogique, administratif et bien entendu recherche. Il ne s'agit là que d'une photographie à un instant donné de ce qui a été fait, photographie qui peut être parfois un peu imprécise, parfois incomplète, mais qui, dans le cas présent, je l'espère tout du moins, reflète globalement le travail effectué. Ce document résume donc l'ensemble de mes activités depuis ma prise de fonction en tant que Maître de Conférences à l'INSA de Rennes en septembre 2006 et mon intégration au sein de l'IETR pour la partie recherche. Douze années marquées par des hauts et des bas, des réussites et des échecs, des périodes d'enthousiasme fort et d'autres d'exaspération! Douze années avant cette rédaction, ça peut paraître long, mais la défense d'une HDR est un projet très personnel au milieu d'un travail généralement collectif et j'avais besoin de me sentir prêt avant de prendre mon indépendance.

Collectif, le mot est lancé. Je pense qu'il résume assez bien ma vie d'enseignant-chercheur et l'ensemble des activités associées. L'immense majorité du travail que je présente ici est issue de projets collectifs ou collaboratifs au sein de l'INSA, de l'IETR ou à travers des projets nationaux ou internationaux avec des équipes académiques ou industrielles. Je souhaite donc remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à ces projets et par conséquent à la rédaction de ce document et à mon travail d'une manière plus générale quelle que soit le type d'activités, pédagogique, administrative ou de recherche. Je souhaite remercier plus particulièrement toutes les personnes qui m'entourent au quotidien au sein de mon département de rattachement à l'INSA ou au sein de mon équipe de recherche à l'IETR. De peur d'oublier quelqu'un, je ne m'essayerai pas à les citer toutes et tous. Je tiens cependant à remercier plus particulièrement Gilles PICOULT qui a su répondre à quelques défis que je lui ai lancés en terme de report de composants, Christophe GUITTON, côté Rennes 1, pour la réalisation régulière de circuits qui jusqu'à présent ont toujours très bien fonctionné, Laurent GUILLAUME et Jérémy DOSSIN pour leur disponibilité et leur gentillesse et tous les personnels "administratifs", Christèle DELAUNAY, côté département, Pascal RICHARD et Katell KERVELLA, côté recherche qui se démènent pour que tout fonctionne et qu'on puisse travailler. Tambièn le envío Muchas Gracias a María GARCÍA VIGUERAS, mi colega de la oficina que trae un poco del sol desde España todos los días (et promis, je me remet à l'espagnol sérieusement!). Je remercie aussi (et peut-être surtout) du fond du coeur l'ensemble des post-doctorant, doctorants et stagiaires qui m'ont accompagné. Sans vous, tout ce travail et donc ce document n'existeraient pas. Je remercie donc sincèrement dans l'ordre alphabétique Alexander, Alexandre, Antoine, Benoit, Hassan, Raëd, Kévin, Kien, Meryem, Nelson, Nour, Oussama, Rachad, Sébastien, Tony, Vincent et Yasmine pour l'ensemble de votre travail. Je ne parlerai pas de celui de certains d'entre vous, mais, même s'il ne rentre pas dans les thématiques que j'ai

choisies d'aborder ici, votre travail m'a forcément enrichi et je vous en serai éternellement reconnaissant. Sachez que j'ai bien conscience qu'en écrivant ce document je m'approprie votre travail et j'espère que vous m'en excuserez. J'espère aussi y avoir apporté une contribution plus ou moins significative. Je tiens aussi à remercier dès à présent les personnes qui travaillent désormais avec moi, Charles Alphonse, Claire, Paul, et Yi.

Ce document n'aurait pas vraiment de sens si personne ne l'avait lu. Je souhaite donc remercier ceux qui en ont été les premiers lecteurs, à savoir les membres du jury. Merci donc tout d'abord à Claire MIGLIACCIO, Langis ROY et Serge VERDEYME d'avoir accepté le rôle de rapporteur pour cette HDR, à Jean-Marc LAHEURTE d'avoir accepté de présider ce jury et à Cédric QUENDO d'avoir accepté d'y participer mais aussi pour les nombreux échanges que nous avons eus et que nous avons toujours ! Merci aussi d'avoir accepté de vous déplacer, parfois de très loin, pour assister à ma soutenance. Enfin, je tiens à remercier chaleureusement Raphaël GILLARD et Ronan SAULEAU de m'avoir associé à leurs travaux et de continuer à m'accompagner régulièrement. La remarque faite dans le paragraphe précédent sur l'appropriation du travail des autres est aussi largement valable pour vous 2.

Avant de vous laisser lire ce document (j'espère avec plaisir), je souhaite adresser mes derniers remerciements, mais pas les moindres, à Nadège, avec qui je partage ma vie depuis maintenant 7 ans et qui doit régulièrement compenser à la maison mes absences ou mes pics d'activité comme lors de la rédaction de ce document, et aux 3 petites "princesses", Cassandre, Constance et Clémence, qui courent, ou courront bientôt, entre nos jambes. Vous êtes encore toutes les 3 trop jeunes pour cela, mais peut-être un jour, lirez-vous ce document ou au moins ces premières pages ! Sachez que je vous aime très fort et que je serai forcément toujours fier de vous !

Table des matières

I	Parcours professionnel	1
1	Curriculum Vitae	3
1.1	État civil	3
1.2	Fonctions actuelles	3
1.3	Diplômes Universitaires et Formation Initiale	4
1.4	Parcours professionnel	4
2	Synthèse des activités de formation et responsabilités administratives	5
2.1	Postes de Moniteur (2001-2004) et d'ATER (2004-2005) à l'UBO	5
2.2	Poste de Maître de Conférences (2006 - actuellement)	6
2.3	Présentation et description synthétique des modules et supports de formation	8
2.4	Responsabilités administratives à l'INSA ou au département SRC	9
2.5	Conclusion et perspectives	11
3	Synthèse de mes activités de recherche	12
3.1	Mes premières activités de recherche : stage de DEA, thèse et ATER à Brest	12
3.2	Ma période post-doctorale à Toulouse	13
3.3	Les axes de recherche développés depuis mon recrutement à l'INSA de Rennes	14
3.3.1	Dans le domaine des antennes	14
3.3.2	Et parce qu'il n'y a pas que les antennes dans la vie!	16
3.4	Encadrements	16
3.4.1	Stages (Niveaux M1 et M2)	16
3.4.2	Thèses soutenues et en cours	17
3.4.3	Post-doctorat	17
3.5	Responsabilités et tâches d'intérêt collectif	17
3.5.1	Participation à des jurys de thèse	21
3.5.2	Activités éditoriales	21
3.5.3	Expertise	21
3.5.4	Organisation de conférences	22
3.5.5	Contrats nationaux, européens et collaborations industrielles	22
3.5.6	Et aussi...	27
3.6	Publications, communications et brevets	30
3.6.1	Revue internationale avec comité de lecture	30
3.6.2	Conférences internationales avec actes et comité de lecture	31
3.6.3	Conférences nationales avec actes et comité de lecture	35
3.6.4	Conférences invitées internationales	36
3.6.5	Séminaires, journées thématiques	37
3.6.6	Brevets	37
3.6.7	Thèse	38

II	Travaux de recherche	39
4	Antennes réseaux reconfigurables, multi-bandes ou large bande	43
4.1	Réseaux réflecteurs reconfigurables	43
4.1.1	Outils d'analyse et d'optimisation	45
4.1.2	Développement de cellules reconfigurables	51
4.1.3	Conclusion et perspectives	59
4.2	Réseaux réflecteurs passifs	61
4.2.1	Cellules déphaseuses large bande	61
4.2.2	Outils de synthèse	65
4.2.3	Conclusion et perspectives	79
4.3	Réseaux transmetteurs	80
4.3.1	Réseaux transmetteurs pour radar anti-collision à 77 GHz	81
4.3.2	Solutions de réseaux transmetteurs double bandes et en bande Ka	87
4.3.3	Conclusion et perspectives	96
4.4	Antennes spirales reconfigurables	97
4.4.1	Antenne spirale reconfigurable en un réseau de 4 antennes spirales	98
4.4.2	Élimination d'un nul de rayonnement pour une antenne spirale avec plan de masse	108
4.4.3	Conclusion et perspectives	111
5	Résonateurs et filtres passe-bande reconfigurables et/ou multi-bandes	112
5.1	Introduction	112
5.2	Résonateurs DBR multi-bandes reconfigurables	114
5.2.1	Principe de fonctionnement et équations de synthèse	114
5.2.2	Application au cas d'un résonateur tri-bande	115
5.2.3	Réalisation et mesures	118
5.3	Synthèse de filtres DBR bi-bandes passifs avec prise en compte des paramètres de pente	121
5.3.1	Synthèse du résonateur DBR bi-bande passif	122
5.3.2	Synthèse d'un inverseur d'admittance bi-bande	128
5.3.3	Réalisation et mesure d'un filtre DBR bi-bande d'ordre 3 à stubs en court-circuit	130
5.4	Conclusion et perspectives	133
6	Conclusion générale et perspectives de recherche	135
	Bibliographie	137

Table des figures

4.1	Principe de fonctionnement d'une antenne à réflecteur parabolique (a) et d'un réseau réflecteur plan (b).	44
4.2	Cellule bi-fentes chargées par 10 MEMS : (a) photographie de la cellule, (b) répartition des phases en fonction des configurations des MEMS et (c) redondance offerte par la cellule.	47
4.3	Impact des pannes des MEMS sur les performances d'un réseau réflecteur : (a) conséquences sur le diagramme de rayonnement, (b) courbes de détérioration.	48
4.4	Répartition des phases réalisables pour la cellule bi-fente (cf. Figure 4.2) pour 2 configurations de 3 MEMS en panne.	49
4.5	Sélection de 3 sous-cellules bi-fentes à 9 MEMS.	50
4.6	Comparaison de la robustesse des 3 cellules de la Figure 4.5 : (a) Courbes de détérioration du diagramme de rayonnement, (b) CRMSE.	50
4.7	Cellule à croix de pharmacien.	51
4.8	Répartition des phases en fonction des configurations des MEMS pour la répartition initiale des 14 MEMS dans la cellule à croix de pharmacien.	52
4.9	Cellule à croix de pharmacien optimisée à 8 MEMS	53
4.10	Comparaison des erreurs quadratique moyenne cumulative (CRMSE) des cellules bi-fentes (cf. Figure 4.2) et de la cellule à croix de pharmacien optimisée à 8 MEMS.	53
4.11	Cellule à fentes concentriques optimisée ($L_p = 1,5$ mm, $W_r = 1,7$ mm, $W_1 = W_2 = 1,425$ mm).	54
4.12	Cellule à 3 fentes à simple polarisation linéaire.	55
4.13	Réponses fréquentielles simulées et mesurées pour les 4 cellules triples fentes passives à simple polarisation linéaire.	56
4.14	Réponses fréquentielles simulées et mesurées pour les 4 cellules triples fentes passives à simple polarisation linéaire.	57
4.15	Cellule triple fentes à capacité variable de type ferroélectrique.	58
4.16	Cellule triple fentes à capacité variable de type ferroélectrique.	58
4.17	Évolution de la cellule triple fentes d'une polarisation linéaire simple à double.	59
4.18	Cycle complet d'une cellule Phoenix.	61
4.19	Évolution de la géométrie de la cellule proposée sur un cycle complet.	62
4.20	Cellule unitaire au sein d'un réseau pour les 2 parties du cycle proposé : (a) croix de longueur L et de largeur w et (b) grille métallique de largeur w .	62
4.21	Cellule unitaire au sein d'un réseau périodique sous incidence normale.	63
4.22	Réponse en phase en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de w sur l'ensemble du cycle.	63
4.23	Réseau avec cellule unitaire à méandres de longueur l .	64

4.24 Réponse en phase en fonction de la fréquence du cycle évolué pour $L_c = 8$ mm, $\varepsilon = 2, 17$ et $h = 3, 175$ mm.	64
4.25 Cellule unitaire à ruban métallique.	66
4.26 Circuit équivalent en régime quasi-statique de la cellule de la Figure 4.25.	66
4.27 Admittances ramenées à gauche et à droite de la discontinuité pour l'harmonique n	67
4.28 Évolution de l'inductance en fonction de la largeur du ruban métallique pour la cellule de la Figure 4.25.	67
4.29 Réponses en phase issues du modèle (en traits continus) et de simulations électromagnétiques sous HFSS(en traits discontinus) à 12,5 GHz en fonction de la largeur du ruban métallique pour la cellule de la Figure 4.25.	68
4.30 Principe de fonctionnement d'un réflecteur linéaire.	69
4.31 Principe du réflecteur linéaire à 2 niveaux.	69
4.32 Comparaison entre les phases obtenues par le modèle et par la simulation HFSS.	70
4.33 Vue en 3 dimensions du réflecteur conçu.	70
4.34 Diagramme de rayonnement obtenu par simulation HFSS et facteur de réseau.	70
4.35 Géométrie des cellules unitaires de type (a) grille ou (b) patch.	71
4.36 Schémas équivalents en régime quasi-statique associés aux cellules de la Figure 4.35.	72
4.37 Réponses en phase des cellules unitaires.	73
4.38 Réseau réflecteur obtenu par synthèse analytique (métal en jaune).	73
4.39 Diagrammes de rayonnement spécifié (en noir), issus de la synthèse analytique (en rouge) ou d'une synthèse classique par simulation électromagnétique (en vert) pour le réseau de la Figure 4.38.	73
4.40 Schéma équivalent d'une cellule unitaire mono-couche (a) et son quadripôle équivalent (b).	75
4.41 Exemple d'une loi de phase linéaire en fonction de la fréquence (a) et sa réponse en amplitude associée (b).	75
4.42 Lois de phase pour différentes dispersions et une phase nulle à 12,5 GHz (a) et réponses en amplitude associées (b).	76
4.43 Lois de phase pour différentes valeurs de la phase à 12,5 GHz et une dispersion constante ($30^\circ/\text{GHz}$) (a) et réponses en amplitude associées (b).	76
4.44 Cas d'une réponse de type passe-bande : quadripôle équivalent de la cellule unitaire (a) et structure passe-bande d'ordre 3 associée (b).	77
4.45 Résultats des différentes étapes de la synthèse : réponses en amplitudes (a) et comparaison des phases spécifiée et synthétisée (b).	78
4.46 Schéma équivalent de la cellule unitaire associée à une réponse en amplitude de type passe-bande.	78
4.47 Erreurs moyennes entre les phases spécifiées et les phases obtenues par la synthèse pour différentes spécifications.	78
4.48 Schéma de principe d'un réseau transmetteur.	80
4.49 Solutions de déphaseurs reconfigurables sélectionnées pour le projet TUMESA.	82
4.50 Déphaseur de type finline chargée par des MEMS.	83
4.51 Performances simulées des cellules en croix pour les 4 configurations de MEMS du Tableau 4.3.	84
4.52 Photographie des cellules unitaires fabriquées de type rectangulaire (a) ou croix (b) et de la structure de mesure (c).	84
4.53 Réseau transmetteur conçu et fabriqué.	85

4.54	Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.	86
4.55	Balayage du faisceau à 77 GHz pour le réseau de la Figure 4.53.	86
4.56	Réseau transmetteur à double polarisation linéaire utilisant une technique d'entrelacement.	88
4.57	Vue éclatée d'une cellule unitaire du réseau transmetteur mono-bande et double polarisations linéaires en bande Ka.	89
4.58	Distribution des phases sur les 2 sous-réseaux pour un rayonnement normal au réseau.	89
4.59	Diagrammes de rayonnement normalisés théorique et en simulations électromagnétiques seul ou en présence du second réseau pour le réseau 1 à 29 GHz.	89
4.60	Représentation schématique du réseau transmetteur bi-bandes bi-polarisations en bande Ka.	90
4.61	Photographie du réseau transmetteur (prototype I) : 1) le panneau transmetteur, 2) les 2 sources et 3) sa structure de fixation mécanique pour la mesure.	91
4.62	Diagrammes de rayonnement mesurés à 29 GHz pour les prototypes III et IV.	92
4.63	Présentation schématique en vision 3D éclatée de la cellule unitaire reconfigurable.	93
4.64	Représentation schématique d'une face du réseau transmetteur à double polarisations après entrelacement des 2 sous-réseaux.	94
4.65	Cellule unitaire avec lignes d'alimentation des diodes PIN (en orange).	94
4.66	Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale pour un balayage de $\pm 60^\circ$	95
4.67	Matrice commutable formant une antenne spirale (a) ou un réseau de 4 antennes spirales (b).	98
4.68	Panneau rayonnant reconfigurable en une antenne spirale ou un réseau de 4 spirales.	99
4.69	Panneau rayonnant dans ses 2 configurations : (a) grande spirale, (b) réseau de 4 spirales (zones actives en orange et zones passives en violet).	100
4.70	Panneaux rayonnants fabriqués pour les 2 configurations : (a) grande spirale, (b) réseau de 4 spirales.	102
4.71	Baluns progressifs utilisés pour alimenter la grande spirale (a) ou chacune des 4 spirales du réseau (b).	102
4.72	Structures complètes après assemblage : (a) première configuration et (b) seconde configuration.	102
4.73	Caractéristiques simulées et mesurées du panneau rayonnant dans sa première configuration (grande spirale).	104
4.74	Caractéristiques simulées et mesurées du panneau rayonnant dans sa seconde configuration (réseau de 4 spirales).	105
4.75	Intégration d'antennes spirales d'Archimède au-dessus du panneau initiale et reconfiguration de ce dernier en plan de masse.	106
4.76	Coefficient de réflexion d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'une grille.	106
4.77	Diagramme de rayonnement à 4 GHz du panneau dans ses 2 ^{ème} et 3 ^{ème} configurations.	107
4.78	Diagramme de rayonnement à 4 GHz en considérant les 2 configurations comme un réseau de 5 éléments.	108

4.79	Reconfiguration du diagramme de rayonnement de la seconde configuration (ici à 2 GHz).	109
4.80	Antenne spirale d'Archimède avec plan de masse (non représenté ici) et anneaux métalliques parasites	110
4.81	Représentation schématique (a) et photographie (b) de l'antenne spirale d'Archimède avec plan de masse et 2 anneaux parasites.	110
4.82	Coefficients de réflexion (a) et gain (b) simulés et mesurés de l'antenne spirale d'Archimède avec plan de masse et avec ou sans les 2 anneaux parasites	111
5.1	Structure générale d'un résonateur DBR reconfigurable à N bandes (a) et description d'une structure stop-bande (b).	114
5.2	Représentation schématique d'un résonateur DBR tri-bande reconfigurable en lignes de transmission idéales.	116
5.3	Réponse en fréquence du résonateur DBR tri-bande reconfigurable dans sa configuration initiale.	117
5.4	Variation de la réponse électrique simulée d'un résonateur DBR tri-bande par modification de la valeur des capacités.	119
5.5	Suppression de la bande passante centrale du résonateur tri-bande en variant C_2 et C_3 de 1.998 pF et 1.042 pF (lignes rouges discontinues) à 1.199 pF et 1.511 pF (lignes bleues continues) respectivement ($C_1 = 3.415$ pF et $C_4 = 0.569$ pF dans les 2 cas).	120
5.6	Photographie du résonateur DBR tri-bande fabriqué (unité de la règle : le centimètre) (a) et zoom sur le circuit d'alimentation continue d'une diode varactor (b).	120
5.7	Variation de la réponse électrique mesurée d'un résonateur DBR tri-bande par modification des tensions d'alimentation des diodes varactors.	121
5.8	Réponses électriques simulée (lignes rouges discontinues) et mesurée (lignes bleue continue) d'un résonateur DBR tri-bande pour $V_1 = 1.5$ V, $V_2 = 3.1$ V, $V_3 = 5.2$ V et $V_4 = 5.8$ V.	122
5.9	Représentation schématique d'un résonateur DBR bi-bande.	123
5.10	Réponse électrique des 3 résonateurs DBR bi-bandes (stubs à terminaison en circuit-ouvert).	126
5.11	Réponse électrique des 3 résonateurs DBR bi-bandes (stubs à terminaison en court-circuit).	129
5.12	Inverseur d'admittance bi-bande symétrique à 3 sections.	130
5.13	Réponse en fréquence du filtre DBR bi-bande d'ordre 3 en lignes idéales avant optimisation (a) et après optimisation (b).	131
5.14	Photographie du filtre réalisé (Dimensions : 66.261x41.998 mm ²).	132
5.15	Réponses électriques du filtre réalisé.	133

Liste des tableaux

2.1	Nombre d'heures d'enseignement annuelles à l'INSA de Rennes	8
2.2	Description synthétique des modules enseignés actuellement.	9
2.3	Contributions majeures aux modules enseignés.	10
3.1	Liste des stages encadrés (Niveaux M1 et M2)	18
3.2	Liste des thèses encadrées : thèses soutenues	19
3.3	Liste des thèses encadrées : thèses en cours	20
4.1	Dimensions des cellules passives triples fentes à simple polarisation linéaire (toutes les dimensions sont en mm).	56
4.2	Dimensions de la cellule triple fentes reconfigurable à base de matériau ferroélectrique (toutes les dimensions sont en mm).	57
4.3	Définition de l'état des MEMS pour les 4 configurations étudiées (Pour la numérotation des MEMS, se référer à la Figure 4.50(b)).	84
4.4	Définition des prototypes réalisés et de leur direction de rayonnement.	91
5.1	Paramètres d'entrée et de sortie de la synthèse d'un résonateur DBR tri-bande reconfigurable.	117
5.2	Paramètres électriques de 3 résonateurs DBR bi-bandes à stubs en circuit ouvert ($f_{01} = 2.442$ GHz et $f_{02} = 3.625$ GHz pour les 3).	126
5.3	Dimensions des résonateurs DBR bi-bandes en lignes idéales pour les 3 configurations du Tableau 5.2.	126
5.4	Paramètres électriques de 3 résonateurs DBR bi-bandes à stubs terminés en court-circuit ($f_{01} = 11,325$ GHz et $f_{02} = 14,125$ GHz pour les 3).	128
5.5	Dimensions des résonateurs DBR bi-bandes en lignes idéales pour les 3 configurations du Tableau 5.4.	128
5.6	Dimensions du filtre réalisé (toutes les dimensions sont en mm).	133

Première partie

Parcours professionnel

1.1 État civil

Nom FOURN
Prénom Erwan
Date de naissance 11 Avril 1977
Lieu de naissance Brest
Nationalité Française
Situation familiale Pacsé, 3 enfants (2013, 2015, 2017)
Adresse 5, rue de Redon
35000 RENNES
fournervan@gmail.com

1.2 Fonctions actuelles

Poste Maître de Conférences (depuis le 1^{er} septembre 2006)
Établissement Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes
Département Systèmes et Réseaux de Communications (SRC)
Laboratoire Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
(IETR, UMR CNRS 6164)
Département Antennes et Dispositifs Hyperfréquences
Équipe BEam Antennas up to Mm and Sub-mm waves (BEAMS)
Coordonnées INSA Rennes
20, avenue des Buttes de Coësmes, CS 70839
35708 RENNES Cedex 7
(+33) (0)2 23 23 83 70
Erwan.Fourn@insa-rennes.fr

1.3 Diplômes Universitaires et Formation Initiale

- Déc. 2004* Thèse de Doctorat en Électronique à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) à Brest
"Étude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques."
Mention Très Honorable
- 2000 – 2001* Diplôme d'Études Approfondies (DEA) de l'UBO
spécialité Systèmes et Technologies des Télécommunications
Mention Bien
- 1999 – 2000* Maîtrise en Électronique, Électrotechnique et Automatismes (EEA)
UBO, Brest
Mention Assez Bien
- 1998 – 1999* Licence EEA – UBO, Brest
Mention Assez Bien
- 1995 – 1998* Classes préparatoires aux grandes écoles – Lycée Ste Anne, Brest
1995 Baccalauréat série S (*mention Assez Bien*)

1.4 Parcours professionnel

- Depuis sept. 2006* Maître de Conférences, classe normale, à l'INSA de Rennes
- 2005 – 2006* Post-doctorant au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS UPR CNRS 8001)
- 2004 – 2005* Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche (ATER)
à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) à Brest
- 2001 – 2004* Doctorant au Laboratoire d'Électronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST)
- 2001 – 2004* Moniteur d'enseignement à l'UBO à Brest.

2 Synthèse des activités de formation et responsabilités administratives

L'enseignement et la recherche sont intimement liés dans le travail d'un Enseignant-Chercheur. Ainsi, les activités pédagogiques amènent l'Enseignant à prendre du recul pour mieux mener ses réflexions lors de la mise en place d'un nouveau cours par exemple. On peut, en effet, penser maîtriser un sujet, mais un enseignement de qualité implique une compréhension fine de l'ensemble des tenants et aboutissants de ce sujet et souvent cela conduit à revenir à des bases théoriques non utilisées depuis longtemps. On retrouve cette exigence dans le travail de recherche lorsqu'on essaie de maîtriser ou de modéliser un phénomène quelqu'il soit. Les activités de recherche permettent de leur de rester au fait de l'évolution des technologies, des méthodologies, etc. Il me paraît naturel et indispensable d'en faire profiter les étudiants dès que possible. Ceci est d'autant plus vrai dans un domaine comme les sciences et technologies de l'information et des communications dans lequel s'insère l'ensemble de mes activités de formation et de recherche.

Après une première expérience d'enseignement à l'IUT GEII de Brest durant mon DEA¹, mes activités d'enseignement ont véritablement débuté en 2001 à l'UBO à Brest dans le cadre de mon poste de moniteur (2001-2004) puis d'une année d'ATER (2004-2005). Lors de mon post-doctorat au LAAS à Toulouse (2005-2006), je n'ai fait qu'une courte intervention de 2h auprès des étudiants de l'ENSEEIH² sur la thématique des composants hyperfréquences reconfigurables (en lien direct avec mes activités de recherche) ; je n'y reviendrai pas dans ce document. Je suis depuis le 1^{er} septembre 2006 Maître de Conférences au département SRC à l'INSA de Rennes. C'est dans ce contexte que j'ai effectué l'essentiel de mes activités pédagogiques et c'est donc naturellement surtout sur cette partie de ma carrière que se concentrera ce chapitre. J'ai choisi de revenir ici sur les différents aspects de mon investissement pédagogique tant d'un point de vue quantitatif que qualitatif.

Aux activités d'enseignement et de recherche s'ajoutent des tâches administratives indispensables (généralement) au bon fonctionnement de nos établissements. Je termine ce chapitre en décrivant succinctement mes activités administratives liées à l'INSA et plus spécifiquement au département SRC.

2.1 Postes de Moniteur (2001-2004) et d'ATER (2004-2005) à l'UBO

J'ai bénéficié pendant ma thèse d'un poste de Moniteur au Département d'Électronique à l'UBO. J'ai ainsi pu assurer des enseignements variés aussi bien sous la forme de Travaux Dirigés (TD) que de Travaux Pratiques (TP) en 1^{ère} et 2^{ème} année de DEUG STPI (Sciences

1. Quelques heures de TP d'informatique en langage C

2. Ecole Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications.

et Techniques Pour l'Ingénieur) et en Licence EEA (Electronique, Electrotechnique et Automatismes) à hauteur de 64h équivalent TD par an, soit 192h en 3 ans. Ces TD et TP concernaient différentes disciplines allant des mathématiques appliqués à la programmation en langage VHDL, en passant par l'électronique analogique et l'automatisme.

L'année suivante, j'ai eu un poste d'ATER toujours au département d'Électronique de l'UBO. Les 176h effectuées (contrat de 11 mois) ont été réparties sur différents domaines en 3^{ème} année de Licence d'Électronique (TD de traitement du signal, TP d'algorithme et programmation en langage C, TP de VHDL, etc.) et en 1^{ère} année de Master des Sciences et Technologies des Télécommunications (TP de codage de canal sur MATLAB, TD sur les supports de transmission et systèmes de télécommunications, TP de programmation en temps réel en langage C, TP en micro-ondes et optoélectronique). Certains de ces enseignements (TD support de transmission, TP programmation en temps réel, TP micro-ondes, etc.) étaient nouveaux ou en profonde mutation suite à la réforme des diplômes de l'Université avec le passage au système Licence-Master-Doctorat et j'ai, pour certains, participé activement à leur mise en place.

2.2 Poste de Maître de Conférences (2006 - actuellement)

Dans le cadre de mon poste de Maître de Conférences à l'INSA de Rennes, j'ai effectué et effectue encore la grande majorité de mes enseignements au sein du département SRC sous la forme de cours magistraux (CM), travaux dirigés (TD), travaux pratiques (TP) ou d'encadrement de projets auprès d'étudiants en 3, 4 et 5^{èmes} en formation initiale d'ingénieurs ou d'étudiants en dernière année du Master Recherche I-MARS³. A cela s'ajoute quelques interventions en premier cycle (2^{ème} année uniquement) lors de mes premières années à l'INSA, des enseignements dans le cadre de la formation par apprentissage⁴ depuis l'année 2016-2017 et dans le cadre de l'accueil des étudiants de l'INSA EuroMed⁵ à partir de l'année 2017-2018.

Mes enseignements concernent essentiellement l'électromagnétisme, l'électronique analogique et plus particulièrement l'électronique hyperfréquence (ondes, lignes de transmission, filtrage, antennes, autres circuits passifs et actifs, etc.), disciplines proches de mes activités de recherche. Dans une moindre mesure, j'assure (ou ai assuré) des TD ou des TP dans d'autres volets de la formation comme le traitement du signal, la programmation informatique (langage C), les mathématiques appliquées, les systèmes numériques, etc. Ces derniers peuvent être assez éloignés de mes domaines d'expertise, mais ils n'en sont que plus enrichissants. Cependant, l'ouverture de nouvelles formations (apprentissage, Euro-Med), les réformes successives impliquant parfois un réaménagement profond de certains enseignements (CM et TP en particulier) et la multiplication des tâches administratives, parasites parfois, m'ont conduit à me concentrer sur un nombre plus limité de matières afin de gagner en efficacité et ainsi préserver du temps pour mes activités de recherche. Je

3. I pour International et MARS pour Microtechnologies, Architecture, Réseaux et Systèmes de communication : Master Recherche en Électronique co-accrédité, <https://www.insa-rennes.fr/master-electronique.html>.

4. Formation par apprentissage E-CDTI (Électronique – Conception et Développement de Technologies Innovantes) ouverte à l'INSA de Rennes en Septembre 2016. <https://www.insa-rennes.fr/cdti.html>.

5. Une INSA Euro-Méditerranéenne a ouvert ses portes à Fez au Maroc en Septembre 2015. Tous les étudiants effectuent leur 3^{ème} année en mobilité dans l'une des INSA de France ou dans une autre université européenne partenaire.

regrette d'avoir dû faire ce choix et j'espère pouvoir reprendre certains des enseignements que j'ai laissés dans quelques années lorsque la situation se sera stabilisée. Une description un peu plus détaillée des enseignements que j'assure actuellement est faite dans le paragraphe 2.3.

D'un point de vue quantitatif, le tableau 2.1 résume le nombre d'heures d'enseignement effectuées chaque année depuis mon arrivée à l'INSA. Le nombre particulièrement faible d'heures en 2014-2015 s'explique par le fait que j'étais en Congés pour Recherche ou Conversion Thématiques (CRCT) au 2nd semestre cette année là. Enfin, le très léger sous-service de l'année 2015-2016 (mon service statutaire est fixé à 192h eq. TD) vient du fait que le nombre d'heures attribuées à l'encadrement des projets de fin d'études (stage de 4 à 6 mois au dernier semestre de la formation) a été réduit d'une heure en cours d'année. Comme, j'en encadrais 3, je me suis retrouvé avec 3h de moins dans mon service que j'avais calculé au plus juste! On notera globalement que j'ai effectué un nombre non négligeable d'heures supplémentaires en début de carrière. Ce n'était pas vraiment un choix et tous mes collègues étaient dans la même situation. Cela a cependant eu, je pense, un impact négatif sur mes activités de recherche lors de mes premières années à l'INSA de Rennes. Heureusement pour les jeunes Maîtres de Conférences recrutés depuis quelques années, l'INSA propose désormais une décharge de 60h eq. TD pendant 2 ans. Cette décharge est une aide précieuse pour que les jeunes Enseignants-Chercheurs puissent mener une véritable activité de recherche dès le début de carrière malgré la charge associée au montage ou à la prise en main de nombreux enseignements. Il en est ainsi pour la dernière venue dans l'équipe, María Garcia Vigueras, recrutée en 2016, et qui bénéficie de cette décharge jusqu'à cette année. Son passage à un service plein en 2018-2019 impliquera de nouveaux ajustements dans mon propre service qui a de nouveau sensiblement augmenté ces 2 dernières années en raison de l'ouverture de nouvelles formations à l'INSA (apprentissage, étudiants EuroMed en mobilité). Je lui ai en effet proposé de reprendre un cours que j'effectue depuis mon arrivée à l'INSA (16h de CM, soit 24h eq. TD). De mon point de vue, tous les Enseignants-Chercheurs d'une même équipe thématique doivent se répartir équitablement la charge de travail entre les CM, les TD et les TP. Ayant un nombre d'heures de CM conséquents en 2017-2018 (près de 50 % de ma charge prévisionnelle en eq. TD), il m'est paru naturel de lui en céder une partie. Il s'agit d'un cours (Guides d'ondes 3D, niveau M1) qui entre parfaitement dans son domaine de compétences et que, finalement, je ne lâcherai pas complètement puisqu'à partir de cette année universitaire, je suis amené à le dispenser sous une forme un peu différente aux étudiants en apprentissage (niveau M1 également).

Il reste encore une année à mettre en place dans la formation par apprentissage et avec elle un dernier module d'électronique hyperfréquence. Les discussions au sein de l'équipe pédagogique sur le contenu de ce module et sur les intervenants ne sont pas encore finalisées lorsque j'écris ces lignes. Souhaitant plutôt réduire au maximum mon nombre d'heures supplémentaires pour me dégager du temps pour mes activités de recherche, je ne chercherai donc pas vraiment à m'investir dans ce module mais mes collègues étant globalement dans le même cas, je ne sais pas encore ce qu'il en sera au final. A plus long terme, je chercherai des solutions (intervenants extérieurs, nouvelles méthodes pédagogiques, etc.) pour ne pas dépasser les 200h eq. TD d'enseignement par an.

TABLE 2.1 – Nombre d’heures d’enseignement annuelles à l’INSA de Rennes

Année Universitaire	Total (heures eq. TD)	Répartition (en heures présentiels)			
		CM	TD	TP	Projets
2017-2018	236	82	18	41	54
2016-2017	232	72	24	52	48
2015-2016	191	46	45	47	30
2014-2015	103	28	40	0	21
2013-2014	208	44	66	40	36
2012-2013	222,5	40	101,5	33	28
2011-2012	247,25	44	91	62	28,25
2010-2011	252	42	98	57	34
2009-2010	235,5	42	97,5	30	45
2008-2009	254,75	32,5	101	54	69
2007-2008	269,67	20	89	64	108
2006-2007	257,42	18	53	88	118,75

2.3 Présentation et description synthétique des modules et supports de formation

L’objet de cette section est de décrire de manière synthétique les enseignements que j’assure actuellement et ceux dont je suis responsable. Même si je ne reviendrai pas ici sur des enseignements que j’ai effectués précédemment mais arrêtés depuis, cette description est assez révélatrice de mes activités pédagogiques.

Le tableau 2.2 regroupe l’ensemble des modules auxquels je participe actuellement. Dans ce tableau, la première colonne correspond au label des modules avec la codification suivante :

- *SRCXX-MOD* correspond aux modules enseignés au département SRC (Systèmes et Réseaux de Communications), *XX* donnant le semestre de formation (de 05 à 10 au sein des départements de spécialités, les semestres 01 à 04 correspondant aux 4 semestres du 1^{er} cycle à l’INSA) et *MOD* étant l’abréviation du contenu du module.
- *ELEXX-MOD* correspond aux modules enseignés dans la formation par apprentissage E-CDTI (Électronique - Conception et Développement de Technologies Innovantes).
- *UEP-M2-MOD* correspond au module spécifique enseigné en 2^{ème} année du Master Recherche I-MARS.

Je suis également responsable de certains de ces modules (SRC07-MB, SRC08-WA, SRC09-IRHINT, SRC09-IRHPROJ et ELE06-TRANSM) ou au moins de la partie TP (SRC08-MW). A ce titre, j’assure la rédaction, la surveillance et la correction des épreuves d’évaluation ; j’effectue ou coordonne l’évolution pédagogique et la mise à jour des contenus ; je m’assure d’une bonne coordination entre CM, TD, TP et Projet pour obtenir une cohérence pédagogique satisfaisante ; je vérifie que le nombre d’intervenants est suffisant pour chaque module et me charge d’en recruter dans le cas contraire.

Dans le cadre des principaux enseignements de mon activité de formation, j’ai été amené à monter de nouveaux cours et travaux dirigés, dont certains en anglais, à remettre à jour des travaux pratiques dans le domaine de la mesure et de la simulation hyperfréquence (achat de nouveaux matériels, écriture de nouveaux sujets, etc.). Le tableau 2.3 synthétise mes principales contributions en terme de support de cours, de montage de travaux pra-

TABLE 2.2 – Description synthétique des modules enseignés actuellement.

Label du Module	Contenu	Type	Nb. d'heures	Niveau
SRC05-ELEC	<i>Électronique</i>	CM	2	L3
SRC05-WTLB	<i>Waves and Transmission Lines – Basics</i>	CM	8	L3
SRC06-ALS	<i>Analog Linear Systems</i>	CM	10	L3
ELE06-TRANSM	<i>Lignes de Transmission et Circuits Hyperfréquences</i>	CM TD	12 6	L3
SRC07-MB	<i>Microwave Basics</i>	CM TP	10 16	M1
SRC08-WA	<i>Waveguides and Antennas</i>	CM TP	16 20	M1
SRC08-MW	<i>Microwaves</i>	CM Projet	6 20	M1
SRC08-SYRAD	<i>Systèmes Radar</i>	TD	6	M1
SRC08-STAGE	<i>Suivi des stages de 3 ou 4^{ème} année</i>	Stage	Variable	L3/M1
ELE08-ONDE	<i>Guides d'ondes 3D et Antennes</i>	CM	10	M1
SRC09-IRHINT	<i>Ingénierie Radio et Hyperfréquence Intégration et reconfigurabilité</i>	CM TD	4 4	M2
SRC09-IRHPROJ	<i>Ingénierie Radio et Hyperfréquence Projet</i>	Projet	12	M2
SRC09-BE	<i>Bureau d'étude</i>	Projet	Variable	M2
MISC03-DRF	<i>Dispositifs Radio-Fréquences</i>	CM	4	M2
SRC10-PFE	<i>Suivi des stages de fin d'étude</i>	Stage	Variable	M2

tiques dans ces modules, etc.

Notez que je prépare actuellement une refonte complète des TP micro-ondes (aspect mesure) avec l'appui des autres collègues de l'équipe (María Garcia Vigueras, Raphaël Gillard et Renaud Loison côté enseignants, Gilles Picoult et Jérôme Sol côté personnels techniques). L'objectif initial est de gagner en efficacité et de rendre ces TP compatibles avec une réduction du nombre d'heures qui leur sont allouées. C'est aussi l'occasion de repenser à la fois la méthodologie et le contenu de ces TP. Cette nouvelle organisation implique l'achat de beaucoup de nouveaux matériels et le réaménagement complet de la salle dans laquelle se déroulent ces TP. Cela profitera à la fois aux étudiants du département SRC mais aussi aux étudiants en apprentissage. Suite à la présentation d'un premier document décrivant mon projet, le retour très positif de mes collègues enseignants m'a poussé à m'engager pleinement dans ce nouveau chantier.

2.4 Responsabilités administratives à l'INSA ou au département SRC

Au-delà des activités d'enseignement et de recherche proprement dit, un Enseignant-Chercheur se doit de participer à la vie collective de son établissement, de son laboratoire et même d'une manière plus générale de sa communauté au niveau national ou international. Je présente ici les différentes activités administratives associées à l'INSA de Rennes ou, plus spécifiquement, au département SRC que j'ai assumées depuis ma prise de fonction.

TABLE 2.3 – Contributions majeures aux modules enseignés.

Module	Contribution	Enseignants impliqués
SRC05-WTLB	<i>Polycopié de cours</i>	C. Lemoine R. Loison
SRC06-ALS	<i>Diaporama</i>	–
ELE06-TRANSM	<i>Polycopié de cours</i> <i>TP et polycopié associé</i>	–
SRC07-MB	<i>Polycopié de cours</i> <i>TP et polycopié associé</i>	– R. Loison
SRC08-WA	<i>Polycopié de cours</i> <i>TP et polycopié associé</i>	R. Loison –
SRC07-MW	<i>Sujets de projet</i>	R. Loison
SRC09-IRHINT	<i>Diaporama de cours (en anglais)</i>	–
SRC09-IRHPROJ	<i>Projet et</i> <i>polycopié associé (en anglais)</i>	R. Gillard

Les activités administratives associées à mon laboratoire ou à la recherche d'une manière plus générale seront présentées dans le chapitre 3.

— Au niveau établissement :

1. J'ai été membre nommé de la Commission d'Harmonisation et d'Ingénierie Pédagogique de 2007 à 2009.
2. J'ai été membre nommé au conseil du Centre Commun de Mécanique (CCM) de l'INSA de 2011 à 2017.
3. J'ai été membre élu au Conseil Scientifique de l'INSA de 2014 à 2018.
4. J'ai été membre élu au Bureau du Conseil Scientifique depuis 2014 à 2018.
5. Je suis membre élu au Conseil d'Administration de l'INSA de Rennes depuis 2018.

— Au niveau du département de formation Systèmes et Réseaux de Communications :

1. J'ai été Responsable des Relations Internationales⁶ de 2009 à 2014.
2. J'ai été membre du Comité de Sélection pour le poste de Maître de Conférences 63MCF0152 en 2009.
3. J'ai été président du Comité de Sélection pour le poste de Maître de Conférences 63MCF15-EM en 2016.
4. Je suis responsable d'année (3SRC, niveau L3) depuis février 2017.

— Au niveau national :

1. J'ai été membre du Comité de Sélection pour les postes de Maître de Conférences 61MCF0131 et 63MCF0098 à l'UBO à Brest en 2009.
2. J'ai été membre du Comité de Sélection pour le poste de Maître de Conférences 63MCF0100 à l'ENSEEIH à Toulouse en 2013.

⁶ Il s'agit ici surtout de gérer d'un point de vue parcours pédagogique les départs de nos étudiants en semestre à l'étranger ou l'arrivée d'étudiants étrangers dans notre formation et d'être l'interface entre le département et la Direction Europe International de l'INSA.

2.5 Conclusion et perspectives

Ce chapitre résume mes activités de formation et mes activités administratives associées. Ceci, comme l'ensemble de ce document d'ailleurs, n'est qu'une image de l'état actuel de mes activités. Ces dernières ont évoluées depuis mon arrivée en septembre 2006 et seront amenées à évoluer encore à court, moyen et long termes.

En terme d'enseignement tout d'abord, il me reste quelques diaporamas ou photocopiés de cours à faire ou au moins à terminer. C'est particulièrement vrai pour les cours dispensés dans la formation par apprentissage qui vient de démarrer, mais la nouvelle et récente évolution de la formation SRC implique aussi un certain nombre de mises à jour ou d'ajustements tant dans le contenu que dans les supports de cours, de travaux pratiques ou de projets. Il s'agit maintenant de diminuer progressivement la pile! En outre, même si la réflexion a déjà commencé comme évoqué précédemment, la répartition des enseignements au sein de l'équipe hyperfréquence sera sans doute l'objet de quelques modifications lorsque María Garcia Viguera aura une charge complète d'enseignement. Ceci aura sans nul doute un impact sur mes activités. Enfin, l'évolution des méthodes pédagogiques est au coeur des discussions avec par exemple à l'INSA le recrutement d'une ingénieure pédagogique. Certains aspects de ces nouvelles méthodes m'intéressent mais j'avoue ne pas avoir pris le temps de m'y consacrer significativement pour l'instant. J'espère pouvoir le faire à l'avenir mais tout sera une question de priorités que je m'imposerai ou qui proviendront de la direction de l'INSA ou du département.

Au niveau administratif, j'ai récemment pris la responsabilité d'une année au sein du département SRC. Dans l'immédiat, je vais donc poursuivre cette tâche quelques années avant d'envisager d'en changer. En terme d'implication au sein des conseils de l'INSA, à la suite des élections d'avril 2018, je quitte le Conseil Scientifique pour le Conseil d'Administration. Ces implications dans la vie de l'établissement sont relativement chronophages et j'espère trouver le juste équilibre avec mes autres tâches associées à la recherche.

Synthèse de mes activités de recherche

A l'image de la synthèse de mes activités d'enseignement présentée au chapitre 2, j'effectue ici un bref résumé de mes activités de recherche. Cette synthèse commence par mes travaux de stage de DEA et de thèse, puis de ceux effectués pendant ma période post-doctorale ; elle se poursuit par les travaux que je mène depuis ma nomination à l'INSA de Rennes. Je présente ensuite, de manière quantitative, les différents stages, thèses et post-doctorat que j'ai eu l'opportunité d'encadrer, puis l'ensemble des responsabilités et tâches d'intérêt collectif que j'ai assurées. Ce chapitre se termine par la liste des publications et communications personnelles associées à mes activités de recherche.

3.1 Mes premières activités de recherche : stage de DEA, thèse et ATER à Brest

Mes premières activités de recherche ont eu lieu à Brest au LEST (Laboratoire d'Électronique et des Systèmes de Télécommunications, qui est désormais une partie du laboratoire Lab-STICC¹) à travers mon stage de DEA en 2001, puis de ma thèse (2001-2004) et de mon année d'ATER (2004-2005). Durant ces 3 périodes successives, j'ai principalement travaillé sur l'étude et la conception de filtres passe-bandes reconfigurables à base de MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) aux fréquences millimétriques. L'ensemble de ces travaux s'est placé dans le cadre d'un travail collaboratif soutenue par le CNRS dans le cadre d'une Action Spécifique tout d'abord (AS 11 – 2001/2002) et d'une Equipe Projet Multi-Laboratoires ensuite (EPML 53 – RTP 4 – "Agilité" : *Etude et conception de systèmes de communications adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'onde millimétrique* – 2002/2005) avec les laboratoires IRCOM² à Limoges (qui est une partie du laboratoire XLIM désormais) et LAAS à Toulouse . Alors que ces 2 laboratoires développaient la technologie MEMS, nous nous étions placés en tant qu'utilisateurs de cette technologie pour réaliser des circuits accordables. L'ensemble de mes travaux s'est effectué sous l'encadrement de Éric Rius et de Gérard Tanné et en collaboration avec Cédric Quendo.

Dans ce contexte, mon travail consistait à développer des structures de filtres passe-bandes reconfigurables. La première topologie étudiée était basée sur des lignes couplées interdiguées. Elle nous a surtout permis de prendre en main la technologie MEMS et de comparer les résultats obtenus avec de précédents travaux effectués à Brest sur le même sujet mais basés sur l'utilisation de diodes [Mah00, MTR⁺00]. Les résultats obtenus furent très satisfaisants et valorisés par une publication dans un journal de référence [17] et par des communications dans des congrès internationaux [69, 70].

La seconde structure étudiée utilise la topologie DBR (Dual-Behaviour Resonator) développée peu avant au LEST [Que01, QRP03a]. Cette topologie est particulièrement intéressante pour les applications reconfigurables car elle permet facilement de contrôler

1. Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance, UMR CNRS 6285

2. Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes

indépendamment et simultanément la fréquence centrale et la bande passante du filtre. Dans le cadre de ma thèse, la synthèse de cette topologie avec prise en compte de capacités à l'extrémité de chaque stub (capacités qui seront ensuite utilisées pour reconfigurer le filtre) a été développée et un démonstrateur a été conçu et mesuré. Là aussi, les résultats furent très intéressants et valorisés par différents communications dans des congrès internationaux [66–68] ou nationaux [84]. Plusieurs versions hybrides basées sur l'association de cette topologie avec d'autres topologies de filtrages passe-bas ou passe-bande ont ensuite été développées pour augmenter la plage de variation des caractéristiques du filtre reconfigurable [61, 83] ou pour en améliorer le comportement hors bande [15, 16, 82].

Notez que pendant mon année d'ATER, j'ai également participé à l'encadrement de Juan-Carlos Bohorquez pendant sa première année de thèse. Juan-Carlos a poursuivi les travaux du laboratoire sur l'élaboration de filtres agiles en étudiant des structures reconfigurables en technologie SIW [63] ou en venant modifier l'impédance des stubs d'une structure DBR afin de proposer une nouvelle solution pour contrôler la fréquence centrale et la bande passante de ces filtres [48].

3.2 Ma période post-doctorale à Toulouse

Après ma période brestoise, j'ai effectué une année post-doctorale, financée par le CNRS, au LAAS à Toulouse dans l'équipe de David Dubuc et de Katia Grenier. J'y ai travaillé sur l'intégration tridimensionnelle de microsystèmes dits "intelligents" aux fréquences micro-ondes et millimétriques sur silicium. Ma contribution s'est essentiellement concentrée sur le développement d'une filière technologique tridimensionnelle dite "Above IC" basée sur l'empilement de couches diélectriques (BCB : BenzoCycloButène) à faibles pertes avec des niveaux métalliques épais, l'ensemble sur substrat silicium. L'un des principaux objectifs était de mettre au point une technique de report de puces actives dans des cavités créées dans ce substrat. Les puces se retrouvaient sous la première couche diélectrique et étaient reliées au premier niveau métallique par l'intermédiaire de vias. Ces niveaux supérieurs permettaient alors d'améliorer les performances des circuits ou d'apporter de nouvelles fonctionnalités. Les premières applications visées étaient la conception d'un amplificateur faible bruit reconfigurable entre les normes Bluetooth (2.45 GHz) et HIPERLAN (5.5 GHz) [60] et d'un VCO (Voltage Controlled Oscillator) [62] à base de MEMS RF. Mon apport s'est situé essentiellement au niveau des parties technologiques, la conception topologique ayant été faite par Jean-Pierre Busquère et Anthony Coustou respectivement.

Cette période post-doctorale aura eu pour principal intérêt pour moi de travailler sur les aspects technologiques du développement de circuits hyperfréquences et ainsi de m'initier au travail en salle blanche. Ceci m'a permis de mieux appréhender les contraintes technologiques rencontrées lors de la conception de nouveaux composants hyperfréquences dans la suite de ma carrière.

Notez que pendant cette année au LAAS, j'ai également eu la chance de travailler avec un professeur roumain, Mircea Dragoman, invité dans ce laboratoire en 2005-2006. J'ai pu modestement contribuer aux premiers travaux du LAAS sur l'utilisation des nanotubes de carbone pour des applications hyperfréquences [13, 14, 59].

3.3 Les axes de recherche développés depuis mon recrutement à l'INSA de Rennes

3.3.1 Dans le domaine des antennes

Suite à mon recrutement à l'INSA de Rennes en 2006, j'ai intégré le département *Antennes et Dispositifs Hyperfréquences* de l'IETR pour mener mes activités de recherche. En entrant ainsi dans une équipe "d'antennistes", moi qui venais du "circuit", j'ai changé (au moins partiellement) mes thématiques de recherche en travaillant essentiellement sur les antennes directives de type réseaux réflecteurs ou réseaux transmetteurs. En fait, au départ, j'ai surtout apporté mes compétences en reconfigurabilité et mes connaissances sur la technologie MEMS et petit à petit j'espère avoir apporté un peu plus que ça !

Mes premiers travaux concernaient les réseaux réflecteurs et se sont déroulés dans le cadre de la thèse d'Hassan SALTI et du projet ANR R3MEMS (cf. section 3.5.5). Partant du constat que les MEMS à ce moment là manquaient de maturité technologique, ces études avaient pour objectifs de développer des outils de conception et de les exploiter pour synthétiser des cellules reconfigurables robustes aux potentielles défaillances des MEMS. Ces outils nous ont ensuite permis d'optimiser les performances des réseaux réflecteurs reconfigurables à base de MEMS. Les outils développés se basaient sur l'analyse de l'impact de pannes aléatoires de MEMS sur le diagramme de rayonnement d'un réseau réflecteur. Ils permettaient ensuite de maximiser la robustesse des performances de ces réseaux vis-à-vis des pannes en optimisant le nombre de MEMS et leur position sur chaque cellule du réseau. Ces outils ont été appliqués au développement d'un réseau utilisant une cellule de type "Croix de Pharmacien". Les performances en bande passante et leur sensibilité vis-à-vis des tolérances sur la valeur des MEMS ont également été étudiées. Les travaux sur les réseaux réflecteurs se sont poursuivis dans le cadre de la thèse de Tony MAKDISSY. Il s'agissait ici de proposer de nouvelles topologies de cellules déphaseuses passives et/ou reconfigurables qui permettent d'obtenir une large bande passante. Les cellules développées devaient conserver une relative simplicité de fabrication et un faible coût ce qui impliquait d'utiliser un nombre réduit de composants d'accord. On notera en particulier le développement d'une cellule triple fente intégrant une seule capacité variable et proposant des performances prometteuses. Si au cours de cette thèse, aucun composant reconfigurable réel n'a été utilisé, cette cellule a ensuite été exploitée dans la thèse de Kevin NADAUD. Ce dernier a développé et exploité des matériaux ferroélectriques pour concevoir des capacités variables intégrées dans ce type de cellules déphaseuses et ainsi permettre leur reconfiguration réelle. Mes travaux concernant les réseaux réflecteurs se sont ensuite orientés vers des versions passives et non plus reconfigurables des cellules déphaseuses afin soit d'essayer de parer à un problème récurrent rencontré dans le développement de n'importe quel réseau réflecteur de grande taille soit d'explorer une nouvelle potentialité de la cellule de type Phoenix développée à l'IETR. Le premier point a été entamé dans le cadre de la thèse d'Alexandre GROSSETÊTE. Il s'agissait de développer des outils de synthèse rapide des cellules Phoenix en utilisant des schémas équivalents et des techniques inspirées des synthèses de filtres. L'objectif est à terme de pouvoir se passer de toute simulation électromagnétique dans la conception des réseaux réflecteurs, ces dernières étant particulièrement gourmandes en temps et en ressources de calculs. Le second point a été étudié par Nour NACHABE dans le cadre de son stage de Master. Elle a effectuée des premières études sur la possibilité d'utiliser les cellules Phoenix pour réaliser des réseaux réflecteurs bi-bandes. Ces deux études sont aujourd'hui toujours en cours et pourraient d'ailleurs se combiner à terme.

Mes travaux sur les réseaux transmetteurs se sont essentiellement déroulés dans le cadre de 2 projets, l'un européen (TUMESA) et l'autre national (ANR TRANSMIL) dont les grandes lignes sont présentées dans la section 3.5.5. Le premier concernait la conception d'antennes à balayage à base de MEMS pour des applications radar automobile à 77 GHz. Essentiellement menés par Alexander VOROBYOV dans le cadre de son post-doctorat à l'IETR, ces travaux nous ont conduits à développer des cellules unitaires constituées d'un guide volumique intégrant des iris asymétriques ou des éléments de type Finline reconfigurables sur lesquels les MEMS étaient insérés. Le second projet concernait le développement de réseaux transmetteurs en bande Ka. Ces travaux menés principalement par Trung-Kien PHAM dans le cadre de sa thèse nous ont permis de concevoir un réseau transmetteur bi-bande à double polarisation linéaire (une par bande). Le principe utilisé ici est de concevoir 2 réseaux transmetteurs (un pour chaque bande) et de les entrelacer sur un même panneau. Les résultats obtenus sont très intéressants avec en particulier un impact négligeable d'un réseau sur l'autre même pour des incidences de plusieurs dizaines de degrés. Nous avons également développé un réseau transmetteur reconfigurable en diagramme, mono-bande mais présentant 2 polarisations linéaires indépendantes dans cette bande. La solution proposée n'est pas, pour l'instant, allée jusqu'à la réalisation finale en raison de la complexité du démonstrateur (782 diodes PIN), mais la structure proposée intègre déjà l'ensemble des lignes d'alimentation la rendant vraiment réaliste.

Mes autres travaux notables dans le domaine des antennes ont été effectués dans le cadre d'un stage et d'une thèse, tous 2 effectués par Vincent CALLEC, en collaboration avec le CNES. Ces études se voulaient très exploratoires et concernaient le développement de panneaux rayonnants reconfigurables en fréquence couvrant en 3 ou 4 bandes le spectre 30 MHz - 20 GHz pour des applications d'observation de la Terre pour les futures générations de satellites. Différentes contraintes nous étaient imposées en particulier en terme de dimensions, mais nous pouvions par contre proposer des solutions difficilement réalisables technologiquement aujourd'hui mais pour lesquelles on peut raisonnablement penser qu'elles le deviendront à plus ou moins long terme. Nous avons proposé des solutions basées sur l'utilisation de spirales carrées, topologie naturellement large bande. L'idée a été d'utiliser une spirale couvrant l'intégralité du panneau pour la bande passante la plus basse puis de reconfigurer cette spirale en un réseau de spirales plus petites pour les bandes supérieures, cette solution permettant, entre autres, d'optimiser l'efficacité de surface du panneau rayonnant. Des preuves de concept ont été réalisées sans couvrir toutefois toute la bande indiquée dans le cahier des charges, mais la méthode proposée doit pouvoir s'étendre aisément à son intégralité. Cependant, une telle solution implique l'utilisation d'un très grand nombre de composants reconfigurables et est pour l'instant difficilement réalisable en pratique. Nous avons également travaillé sur l'élimination du nul de rayonnement qui apparaît lorsqu'on utilise une antenne spirale avec un plan de masse sur une large bande de fréquences. Pour une telle bande, il peut, en effet, y avoir une ou plusieurs fréquence(s) pour la ou lesquelles les rayonnements direct et réfléchi par le plan de masse se retrouvent en opposition de phase et par conséquent s'annulent l'un l'autre créant un nul de rayonnement. Une solution à base d'éléments parasites placés au-dessus de la spirale a permis d'éliminer ce problème.

3.3.2 Et parce qu'il n'y a pas que les antennes dans la vie !

Après avoir quasiment stoppé toute activité dans le domaine du filtrage hyperfréquence, j'ai souhaité reprendre à partir de 2013-2014 une activité conséquente dans ce domaine pour, tout d'abord, finaliser des travaux en lien avec ma thèse restés en suspens depuis (pour ma plus grande frustration), pour explorer de nouvelles voies dans le domaine des filtres multi-bandes et/ou reconfigurables et enfin pour intégrer une composante circuit plus conséquente aux activités de l'IETR très focalisées sur les antennes. Cette reprise d'activité n'en étant encore qu'à ses débuts, je suis encore loin d'avoir répondu de manière conséquente à ces 3 objectifs.

Les premiers travaux que j'ai réalisés dans le domaine des filtres hyperfréquences à l'IETR concernent la synthèse de résonateurs DBR multi-bandes et reconfigurables. Ils se placent donc dans la continuité directe de mes travaux de thèse (cf. Section 3.1) dont l'apport majeur concernait le développement de filtres DBR mono-bande reconfigurable. J'ai donc généralisé la synthèse développée dans le cas des résonateurs DBR mono-bande reconfigurable au cas multi-bande comme Cédric QUENDO l'avait fait pour les résonateurs DBR passifs [QMC⁺07]. Ces travaux réalisés en collaboration avec Cédric QUENDO et Éric RIUS au Lab-STICC ont débouché sur la réalisation et la caractérisation d'un résonateur DBR tri-bande reconfigurable à base de diodes varactors et ont conduit à une publication internationale [4].

Cependant, que ce soit dans le cas passif ou dans le cas reconfigurable, les équations développées se limitent à la synthèse d'un résonateur seul et n'intègrent pas le paramètre de pente, élément indispensable à la synthèse de filtres d'ordre quelconque. Je suis donc revenu au cas le plus simple de filtres DBR passifs bi-bandes et ai développé les synthèses associées pour 2 configurations de terminaison des stubs, soit en circuit ouvert soit en court-circuit. On notera que, pour rester dans une logique bi-bande jusqu'au bout, les inverseurs d'admittance séparant les résonateurs ont eux aussi un comportement bi-bande. La relative complexité des équations obtenues et l'apparition, dans certains cas (stubs à terminaison en circuit ouvert et inverseur), d'équations transcendantes m'ont poussé à utiliser des outils de résolution numérique. Les premiers outils, que j'ai ensuite finalisés, ont été mis en place par Antoine CALLEAU au cours de son stage de 4^{ème} d'élève ingénieur (cf. Tableau 3.1). Un premier démonstrateur, filtre bi-bande d'ordre 3, dans le cas de stubs en circuit ouvert a été conçu, réalisé et mesuré. Les très bons résultats obtenus ont permis de valider la synthèse proposée et ont conduit à une communication nationale [73], une publication internationale étant également en cours de rédaction. La version à stubs en court-circuit a également été étudiée plus récemment par Nelson-Rosy GBAZA NGONZOWE également lors de son stage de 4^{ème} d'élève ingénieur.

3.4 Encadrements

3.4.1 Stages (Niveaux M1 et M2)

Le tableau 3.1 résume les différents stages que j'ai pu encadrés depuis ma nomination en tant que Maître de Conférences. Le tableau présente le nom du ou de la stagiaire, le sujet du stage, le niveau d'études, la période et mon taux d'encadrement. Notez que j'y présente aussi bien les stages de fin d'études de niveau M2 que les stages de 4^{ème} année (niveau M1). Si les stages de fin d'études sont de très bonnes occasions pour bien avancer ou bien entamer un sujet de recherche donné, il est souvent difficile de trouver de bons

étudiants pour ces stages et en particulier de faire venir nos propres étudiants. En effet, ces derniers ont l'obligation depuis quelques années de passer au moins 14 semaines de stage en entreprise pendant leurs 3 années au sein du département avec 2 stages obligatoires, le premier en fin de 3^{ème} ou de 4^{ème} année d'une durée de 8 à 12 semaines en moyenne et le second en fin de 5^{ème} année d'une durée de 4 à 6 mois. La plupart des étudiants sont donc dans l'obligation d'effectuer leur stage de fin d'études en entreprise pour valider ce quitus. Du coup, je propose régulièrement des stages au sein du laboratoire en 4^{ème} année. Outre l'aide que ça apporte à mes travaux de recherche, cela permet de montrer à des étudiants potentiellement intéressés par une thèse ce qu'est le travail et la vie d'un chercheur.

3.4.2 Thèses soutenues et en cours

Le tableau 3.2 liste les différentes thèses que j'ai pu encadrées depuis ma nomination en tant que Maître de Conférences et le tableau 3.3 celles que j'encadre actuellement. Les différents colonnes correspondent aux informations suivantes :

1. Le nom du doctorant,
2. Le titre de la thèse,
3. Les dates de début de thèse et de soutenance,
4. Les références de publications associées où :
 - "ACLI" correspond aux revues internationales avec comité de lecture,
 - "ACTI" correspond aux communications internationales avec actes et comités de lecture,
 - "ACTN" correspond aux communications nationales avec actes et comités de lecture.
 - "Autres" correspond aux brevets, séminaires et journées thématiques.
5. Le type de financement,
6. Le nom du directeur de thèse,
7. Mon taux d'encadrement.

3.4.3 Post-doctorat

Je ne sais pas si on peut vraiment dire qu'on encadre un post-doctorant. Toujours est-il que j'ai accompagné, avec Ronan SAULEAU, les travaux d'un post-doctorant, Alexander VOROBYOV, dans le cadre du projet européen, TUMESA (*MEMS Tuneable Metamaterials for Smart Wireless Applications*) de 2008 à 2011.

3.5 Responsabilités et tâches d'intérêt collectif

Au-delà des travaux de développements théoriques, des simulations, des mesures et des encadrements de stagiaires ou de doctorants, un certain nombre d'actions administratives, d'animations et/ou d'intérêt collectif s'ajoutent aux activités de recherche de tout chercheur. Cette section est destinée à présenter mon implication dans ces actions et vient compléter celle plutôt consacrée aux activités d'enseignement présentée en section 2.4.

Notez tout d'abord que je suis membre élu au Conseil de Laboratoire de l'IETR depuis 2017. Ce conseil est un organe important du laboratoire, même s'il n'est que consultatif,

TABLE 3.1 – Liste des stages encadrés (Niveaux M1 et M2)

Stagiaire	Sujet	Niveau	Période	Taux
Samuel PIED	<i>Étude et conception de composants reconfigurables sur des technologies innovantes.</i>	Master M2	Février à Juillet 2008	50%
Oussama BOUHADIDA	<i>Étude prospective de composants multi-bandes reconfigurables aux fréquences micro-ondes.</i>	Master M2	Février à Juillet 2009	100%
Vincent CALLEC	<i>Étude prospective et conception d'antennes reconfigurables innovantes pour satellites d'observation.</i>	Ingénieur INSA (5 ^{ème} année)	Février à Juillet 2010	100%
Tony MAKDISSY	<i>Cellule déphaseuse pour réseaux réflecteurs reconfigurables à base de MEMS.</i>	Master M2	Février à Juillet 2010	50%
Yasmine TOUHAMI	<i>Étude et conception d'une antenne filtrante reconfigurable.</i>	Master M2	Février à Juillet 2013	100%
Nour NACHABE	<i>Antennes reflectarray pour applications spatiales.</i>	Master M2 (Liban)	Février à Juillet 2015	100%
Rachad JABBOUR	<i>Ultra-Fast Reconfigurable Resonators For Telecom and Airborne Applications</i>	Ingénieur INSA (5 ^{ème} année)	Février à Juillet 2017	60%
Sébastien CARLIER	<i>Étude et analyse des résultats du filtre CCDBR2 à éléments semi-localisés en lignes micro-rubans.</i>	Ingénieur INSA (4 ^{ème} année)	Juin à Sept. 2007	100%
Alexandre GROSSETÊTE	<i>Amélioration des modèles de simulations circuits de filtres DBR pour une meilleure corrélation avec la simulation EM.</i>	Ingénieur INSA (4 ^{ème} année)	Juin à Juillet 2013	100%
Antoine CALLEAU	<i>Étude paramétrique de filtres bi-bandes.</i>	Ingénieur INSA (4 ^{ème} année)	Juin à Juillet 2015	100%
Meryem EL YOUNSSI JEBLI	<i>Cellules déphaseuses de réseaux réflecteurs reconfigurables optiquement.</i>	Ingénieur INSA (4 ^{ème} année)	Juin à Juillet 2015	100%
Nelson-Rosy GBAZA NGONZOWE	<i>Réalisation de filtres DBR bi-bande à stubs en court-circuits.</i>	Ingénieur INSA (4 ^{ème} année)	Juin à Sept. 2017	100%

TABLE 3.2 – Liste des thèses encadrées : thèses soutenues

Docteur	Titre / Thèmes	Dates		Publications		Financement	Directeur	Taux
		ACLI	ACTI	ACTN	Autres			
Raëd EL MAKHOUR	<i>Étude de l'impact de l'environnement du véhicule sur les performances radioélectriques des récepteurs embarqués.</i>	–	[50, 56]	–	[95]	Contrat bilatéral (Valéo)	M. Drissi	40%
Benoît HAENTJENS	<i>Conception et caractérisation de systèmes en boîtiers pour des applications hyperfréquences et large bande.</i>	–	[52]	–	[90, 91, 93]	CIFRE (Vectra-wave)	M. Drissi	40%
Hassan SALTI	<i>Outils d'aide à la synthèse de cellules déphaseuses à base de MEMS : Application à l'optimisation des performances des réseaux réflecteurs reconfigurables.</i>	[11]	[38, 49, 54, 55]	[81]	[94, 99]	Projet ANR (R3MEMS)	R. Gillard	66%
Vincent CALLEC	<i>Systèmes antennes reconfigurables pour l'observation spatiale.</i>	[8]	[36, 41, 44]	[78]	[98]	CNES et Région Bretagne	R. Gillard	66%
Tony MAKDISSY	<i>Nouvelles topologies de cellules déphaseuses à coût et complexité réduits pour des antennes réseaux réflecteurs large bande.</i>	[2, 7, 9, 10]	[35, 39, 43, 46]	[79]	[99]	Contrat bilatéral (Thales Alenia Space)	R. Gillard	34%
Kevin NADAUD	<i>Co-conception matériaux hyperfréquences : étude et réalisation de couches minces accordables de BST en vue d'une application réseau réflecteur.</i>	[3, 5]	[31, 32, 34, 37]	[74–77]		CNRS et Région Pays de Loire	H. Gundel / R. Gillard	0% ^a
Trung-Kien PHAM	<i>Étude et conception de réseaux transmetteurs reconfigurables en bande Ka.</i>	[1]	[18, 23, 25, 29]	–		Projet ANR (TRANSMIL)	R. Sauleau	34%
Alexandre GROSSETÊTE	<i>Synthèse analytique de panneaux réflecteurs imprimés – Utilisation de circuits équivalents et de techniques de synthèse de filtres.</i>	–	[27, 30]	[72]	[89]	Allocation ministérielle	R. Gillard	66%

^a. Il s'agit ici du taux d'encadrement "officiel". Dans la pratique, j'ai rejoint l'équipe encadrante de cette thèse alors qu'elle avait démarré depuis environ 5 mois sur la proposition de R. Gillard étant donné la forte corrélation entre mes travaux et le sujet étudié ici. La répartition des taux d'encadrement n'a jamais été modifiée mais j'ai bien pris part aux travaux effectués par Kevin Nadaud.

TABLE 3.3 – Liste des thèses encadrées : thèses en cours

Doctorant	Titre / Thèmes	Dates	ACLI	Publications ACTI	ACTN	Autres	Financement	Directeur	Taux
Charles Alphonse MJEMA	<i>Etude et conception d'amplifieurs de puissance large bande sur technologie GaAs et GaN.</i>	01/09/2017 → Nov. 2020	–	–	–	–	CIFRE (Vectrawave)	M'Hamed DRISSI	40%
Claire BENTTEYN	<i>Smart reflector surfaces with processing capability based on ac-tuated flexible thin organic large area surfaces</i>	16/10/2017 → Nov. 2020	–	–	–	–	Projet européen ITN-EID (REVOLVE)	Georges GOUSSÉ- TIS / Raphaël GILLARD	33%
Paul LE BIHAN	<i>Nouvelles structures sélectives en fréquence (FSS : Frequency Selective Surfaces) en 3 dimensions : de l'analyse à la caractérisation.</i>	16/10/2017 → Nov. 2020	–	–	–	–	CIFRE (Thales Systèmes Aéroportés)	Raphaël GILLARD	30%
Yi WU	<i>Développement de filtres passe-bandes multi-bandes en technologies planaires ou SIW</i>	30/10/2017 → Avr. 2021	–	–	–	–	Conv. CSC (Chinese Scholarship Council)	Philippe BESNIER	65%

dans lequel se discutent de nombreux aspects de la vie du laboratoire comme les programmes et la coordination des recherches, l'utilisation des moyens financiers, les politiques des contrats de recherche, de transfert technologique ou encore de diffusion de l'information scientifique, etc.

3.5.1 Participation à des jurys de thèse

J'ai été membre du jury pour 2 thèses extérieures à l'IETR :

- Mohd Khairul MOHD SALLEH, Doctorat de l'Université de Toulouse intitulé "Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique" et soutenu le 10 octobre 2008 à l'ENSEEIH à Toulouse.
- Juan Antonio DURAN VENEGAS, Doctorat de l'Université de Toulouse intitulé "Reconfigurable Metasurfaces for Beam Scanning Planar Antennas" et soutenu le 5 Décembre 2016 dans les locaux de l'ONERA (Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales) à Toulouse.

3.5.2 Activités éditoriales

Mes activités éditoriales sont de 2 types :

- Je participe depuis plusieurs années à la relecture d'articles pour des journaux et des conférences :
 - *Journaux* : International Journal of Electronics (8 articles depuis 2006), IEEE Trans. On Antennas and Propagation (31 articles depuis 2011), IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (3 articles depuis 2014), International Journal of Microwave and Wireless Technologies (3 articles depuis 2015), IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques (2 articles depuis 2017).
 - *Conférences* : European Conference on Antennas and Propagation (42 articles depuis 2014), European Microwave Conference (39 articles depuis 2015).
- D'autre part, je suis Éditeur Associé pour le journal IJMWT (International Journal of Microwave and Wireless Technologies), journal associé à l'association européenne des micro-ondes EuMA, dans le cadre d'une édition spéciale consacrée aux JNM2017. La parution du numéro dédiée à cette édition spéciale doit avoir lieu courant 2018.

3.5.3 Expertise

J'ai été sollicité pour expertiser différents projets par des instances nationales de financement de la recherche :

- en 2010, dans le cadre du programme P2N (Programmes Nanotechnologies et Nanosystèmes) de l'ANR ;
- en 2015, pour une demande de bourse CIFRE auprès de l'ANRT sur la thématique des antennes appliquées à la 5G ;

- en 2016, dans le cadre de l'appel à projets ASTRID de l'ANR et de la DGA.

3.5.4 Organisation de conférences

J'ai participé ou participe actuellement à l'organisation de 3 conférences :

- *CEM2016 : 18^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Électro-Magnétique*
 93 papiers ont été soumis à ce colloque pour un total de 85 présentations orales ou posters, auxquelles s'ajoutent 2 conférences plénières invitées et une session spéciale sur les problèmes non résolus en CEM. Le colloque CEM2016 a réuni 170 personnes à Rennes du 11 au 13 juillet 2016.
 Pour cette conférence organisée par l'IETR, j'étais en charge du site web de la conférence : réalisation et maintenance du site, gestion technique des soumissions (dépôt des résumés, récupération des analyses par les relecteurs, réponses aux auteurs, dépôts des versions finales, etc.), élaboration du programme, etc. J'ai également réalisé le recueil des articles distribué aux participants bien aidé en cela par un outil développé par Renaud LOISON.
- *JNM2017 : 20^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes*
 312 papiers ont été soumis à cette conférence pour un total de 296 présentations orales ou posters, auxquelles s'ajoutent 5 conférences plénières invitées et une demi-journée thématique. Les JNM2017 ont réuni un peu plus de 500 personnes au Palais du Grand Large à Saint-Malo du 16 au 19 mai 2017.
 Pour cette conférence également organisée par l'IETR, je me suis d'abord occupé de la partie communication (réalisation de posters, de flyers, et autres outils de promotion de la conférence) puis j'ai pris en charge la gestion éditoriale des papiers soumis comme pour la conférence précédente. La dimension plus importante de cette conférence et le découpage du comité scientifique en 5 sous-comités m'a toutefois amené à déléguer une partie des tâches auprès de 5 collègues du laboratoire. Au niveau du site web, je me suis placé en soutien d'Éric MORICET qui a (très bien) endossé le rôle de webmaster.
- *EuMW2019 : European Microwave Week 2019*
 Cette conférence internationale sera organisée à Paris du 6 au 11 Octobre 2019. C'est essentiellement le laboratoire XLIM de Limoges qui gère l'organisation de cette édition. Pour ma part, je serai co-chairman du "Forum on Defence, Security and Space" avec Patrice GAMAND. Ce forum étant très codifié par l'EuMA et la société Horizon House, Patrice et moi-même aurons essentiellement à définir la thématique pour l'année 2019, trouver 7 à 10 intervenants pour des présentations invités en cherchant à conserver un équilibre entre industriels et académiques et enfin s'assurer du bon déroulement de la journée.

3.5.5 Contrats nationaux, européens et collaborations industrielles

La vie d'un chercheur ou d'un enseignant-chercheur est désormais (trop ?) largement rythmée par les appels à projets qu'ils soient nationaux ou internationaux. Ces projets qui sont l'une des principales sources de financement orientent significativement les travaux menés dans les équipes de recherche mais j'ai eu la chance de participer à un ensemble de projets cohérents d'un point de vue thématique. Je remercie d'ailleurs Raphaël GILLARD

et Ronan SAULEAU de m'avoir proposé de les accompagner sur un certain nombre de projets dont ils avaient la responsabilité côté IETR. Vous trouverez ci-dessous l'ensemble des contrats auxquels j'ai participé ou participe encore par ordre chronologique. Un ensemble d'informations sur chaque projet et sur mon implication est également fourni. Je reviendrai plus en détails sur les aspects techniques dans la seconde partie de ce document consacrée à mes travaux de recherche.

1. Projet ANR R3MEMS

<i>Titre complet</i>	<i>Antennes Réseaux Réflecteurs Reconfigurables à base de MEMS</i>
<i>Type et consortium</i>	Il s'agit d'un projet ANR multi-partenaires déposé dans le cadre de l'appel à projet Télécommunications lancé en 2007. Le consortium était constitué de 4 partenaires industriels – Thales Alenia Space (Toulouse), HCM (Hybritech Composants Microélectroniques, La Rochelle), NOVAMEMS (Toulouse) et Epsilon (Toulouse) – et 3 partenaires académiques – le LAAS (Toulouse), le LIRMM (Montpellier) et l'IETR.
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet était la réalisation d'un réseaux réflecteur reconfigurable à base de MEMS qui soit robuste aux pannes potentielles de ces composants. L'application visée était une utilisation comme sub-réflecteur d'une antenne spatiale. L'antenne était composée d'un réseau d'éléments de type patch à fentes contrôlées par des MEMS. Une redondance a été envisagée au niveau de la commande du MEMS afin de permettre une correction en cas de panne. Cette correction a impliqué le développement d'un diagnostic des MEMS intégrés dans l'antenne. Enfin l'approche visée était monolithique ce qui devait permettre de réaliser conjointement la cellule RF et les MEMS sur une même puce avant d'être reportée et câblée sur un panneau support.
<i>Dates</i>	Oct. 2007 – Mars 2012
<i>Porteurs de projet</i>	Thales Alenia Space (Hervé Legay/Étienne Girard) Correspondant IETR : Raphaël Gillard
<i>Mes contributions</i>	Dans le cadre de ce projet, j'ai encadré les travaux de thèse d'Hassan Salti qui a travaillé d'une part sur le développement d'outils d'aide à la synthèse de cellules déphaseuses pour optimiser la robustesse de leurs performances vis-à-vis des pannes des MEMS et sur le design et l'optimisation d'une nouvelle topologie de cellules en utilisant les outils développés.

2. Projet européen TUMESA

- Titre complet* *MEMS Tuneable Metamaterials for Smart Wireless Applications*
- Type et consortium* Il s'agit d'un projet européen de type STREP (Small or medium-scale focused research project) déposé dans le cadre du 2nd appel ICT (Information and Communication Technologies) du programme FP7 (7th Framework Programme). Le consortium réunissait 3 partenaires académiques – AALTO (Helsinki, Finlande), KTH (Stockholm, Suède) et l'IETR – ainsi que 2 partenaires industriels de petites tailles – TRW-Autocruise (Brest, France) et MicroComp Nordic AB (Tullinge, Suède).
- Objectifs* Les principaux objectifs de ce projet étaient de développer de nouveaux déphaseurs et composants reconfigurables à base de MEMS et de les intégrer dans des antennes réseaux (de type réseaux transmetteurs notamment) pour permettre un balayage et une modification du faisceau rayonnant pour des applications de type radar anti-collision à 77 GHz ou pour les systèmes de communications sans fil haut débit en bandes millimétriques également.
- Dates* Juin 2008 – Sept. 2011
- Porteurs de projet* AALTO (Prof. Antti Räisänen et Dr. Dmitry Chicherin)
Correspondant IETR : Ronan Sauleau
- Mes contributions* Dans le cadre de ce projet, j'ai participé en collaboration avec Alexander Vorobyov (post-doctorant) à l'élaboration de déphaseurs reconfigurables en technologie guide d'onde volumique.

3. Projet ESA MERCURY

- Titre complet* *RF MEMS based reconfigurable telecommunication dual reflector antenna* (L'acronyme MERCURY a ensuite été utilisé pour *MEms ReConfigUrable ReflectarraY*)
- Type et consortium* Il s'agit d'un projet proposé et financé par l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Le consortium était constitué de 2 industriels – Thales Alenia Space (Toulouse) et Reinhardt Microtech AG (Wangs, Suisse) – et de 3 structures académiques ou institutionnelles – XLIM (Limoges), CTTC (Barcelone, Espagne) et l'IETR.
- Objectifs* L'objectif de ce projet était de développer des nouvelles topologies de cellules déphaseuses reconfigurables à base de composants MEMS pour les réseaux réflecteurs actifs. L'application visée concernait les réseaux de télécommunications spatiales en double polarisation linéaire. Les cellules devaient donc permettre de gérer deux polarisations orthogonales avec un nombre limité de composants et une technologie compatible de l'environnement spatial.

<i>Dates</i>	2009 – 2011 (pour la première phase, une seconde phase dans laquelle nous ne participons pas s'est poursuivie jusqu'en 2014)
<i>Porteurs de projet</i>	Thales Alenia Space (Hervé Legay) Correspondant IETR : Raphaël Gillard
<i>Mes contributions</i>	Dans le cadre de ce projet, j'ai participé à l'encadrement des travaux de thèse de Tony Makdissy sur le développement de cellules déphaseuses reconfigurables à base de MEMS.

4. Projets R&T CNES

<i>Titre complet</i>	<i>Panneau Antennaire Reconfigurable pour Système d'Écoute (PARSE) et Systèmes Antennaires Reconfigurables pour l'Observation Spatiale (SAROS)</i>
<i>Type et consortium</i>	Il s'agit de 2 contrats de R&T financés par le CNES. Le premier (PARSE) correspond a une étude proposée par Hubert Diez (Chef du service Antennes à l'époque) et le second (SAROS) est la suite du premier et correspond à un contrat d'accompagnement de la thèse de Vincent Callec.
<i>Objectifs</i>	L'objet de cette étude consistait en l'analyse de faisabilité et la validation de nouveaux concepts d'antennes reconfigurables large bande pour des missions d'écoutes satellitaires.
<i>Dates</i>	PARSE : 2009 – 2010 / SAROS : 2011 – 2013
<i>Porteurs de projet</i>	IETR (Moi-même) Correspondant CNES : Hubert Diez
<i>Mes contributions</i>	J'étais le responsable de ces projets et j'ai encadré les travaux de Vincent Callec dans le cadre de son stage tout d'abord (PARSE) puis de sa thèse (SAROS).

5. Projet ANR TRANSMIL

<i>Titre complet</i>	<i>Réseaux TRANSmetteurs à dépointage et formation de faisceau aux fréquences MILLimétriques</i>
<i>Type et consortium</i>	Il s'agit d'un projet ANR en recherche fondamentale réunissant le CEA Leti (Grenoble) et l'IETR déposé dans le cadre de l'appel à projet générique 2014.
<i>Objectifs</i>	Ce projet se focalise sur les antennes réseaux transmetteurs à diagramme de rayonnement reconfigurable en bande Ka. Les objectifs du projet sont de développer un outil avancé de synthèse de réseaux transmetteurs d'une part et de concevoir, réaliser et mesurer des prototypes de réseaux transmetteurs à diagramme de rayonnement reconfigurable. Plusieurs configurations sont étudiées : reconfiguration sur 1 ou 2 bit(s), fonctionnant bi-bandes et/ou bi-polarisation, etc.
<i>Dates</i>	Mars 2015 – en cours
<i>Porteurs de projet</i>	CEA-Leti (Antonio Clemente) Correspondant IETR : Ronan Sauleau

Mes contributions Dans ce projet, j'ai encadré les travaux de thèse de Trung-Kien Pham essentiellement sur la partie conception et réalisation de cellules unitaires de réseaux transmetteurs.

6. Projet ANR MUFRED

Titre complet *Microwave Ultra-Fast Reconfigurable Electronic Devices*

Type et consortium Il s'agit d'un projet ANR de type recherche collaborative - entreprise (PRCE) déposé lors de l'appel à projet générique 2016. Le consortium réunit 1 industriel – Thales Research & Technology (Palaiseau) – et 5 laboratoires académiques – SPCTS (Limoges), LMGP (Grenoble), XLIM (Limoges), Lab-STICC (Brest) et l'IETR.

Objectifs L'objectif est de démontrer l'intérêt des matériaux à Transition Métal-Isolant (MIT) tel que le dioxyde de vanadium (VO₂) pour la fabrication de nouveaux dispositifs micro-ondes ultra-rapides en tirant profit de l'activation optique de la transition. Il s'agira donc de maîtriser parfaitement les caractéristiques du matériau et de son développement et d'évaluer les performances dans des applications pertinentes de types déphaseurs, filtres ou antennes réseaux reconfigurables.

Dates Dec. 2016 – en cours

Porteurs de projet SPCTS (Frédéric Dumas-Bouchiat)
Correspondant IETR : Ronan Sauleau

Mes contributions Mon travail dans le cadre de ce projet consiste à encadrer un ou une étudiant(e) en thèse, dans le développement d'antennes de types réseaux phasés et réseaux réflecteurs reconfigurables à base de VO₂.

7. Projet européen REVOLVE

Titre complet *Radio Technologies for Broadband Connectivity in a Rapidly Evolving Space Ecosystem : Innovating Agility, Throughput, Power, Size and Cost*

Type et consortium Il s'agit d'un projet européen déposé dans le cadre des actions Marie Skłodowska-Curie de type EID (European Industrial Doctorate) de l'appel à propositions ITN (Innovative Training Networks) du programme H2020. Le consortium réunit 3 industriels – Thales Alenia Space (Toulouse), LSS (Large Space Structures, Munich, Allemagne) et Pro-dintec (Madrid, Espagne) – et 2 partenaires académiques – Heriot-Watt University (Édimbourg, Royaume-Uni) et l'IETR.

Objectifs Ce projet a pour objectif de répondre aux besoins croissants en matière de performances et de coûts dans les missions satellites émergentes en développant des nouvelles technologies et méthodes de conception d'antennes directives.

<i>Dates</i>	Jan. 2017 – en cours
<i>Porteurs de projet</i>	Heriot-Watt University (Prof. George Goussetis) Correspondant IETR : Mauro Ettore
<i>Mes contributions</i>	Pour ce projet, je suis responsable d'un Work Package (WP6 : Dissemination and Outreach), je participe également à l'encadrement de la thèse de Claire Benteyn sur le développement de réseaux réflecteurs reconfigurables mécaniquement et enfin je serai amené à faire des interventions dans le cadre des formations proposées conjointement aux 7 doctorants de ce projet.

A côté de ces "grands projets", j'ai également participé à quelques contrats bilatéraux avec des partenaires industriels. J'ai ainsi participé à plusieurs contrats bilatéraux avec Thales Alenia Space sur la thématique des réseaux réflecteurs en bandes C et Ku (développement de cellules unitaires large bande, premières études sur l'utilisation bi-bande de ces cellules, etc.). Ces collaborations se poursuivent aujourd'hui dans le cadre du laboratoire MERLIN³ et aussi dans le cadre du projet REVOLVE. J'ai également géré un contrat avec la société Actia Sodielec (Dinard) sur le développement d'une transition guide / ligne micro-ruban en bande Ku et Ka . Comme pour les projets précédemment cités, je reviendrai plus en détails sur les aspects techniques de ces collaborations (au moins pour les plus significatives) dans la seconde partie de ce document.

3.5.6 Et aussi...

Cette section est dédiée aux projets qui n'ont pas pu démarrer faute d'obtention des financements demandés. Je me suis décidé à insérer une telle section en lisant le document rédigé par Stéphane MÉRIC dans le cadre de son HDR et parce que, comme il l'a si bien dit, "la recherche est jalonnée d'échecs et de projets non labellisés".

1. Projets ANR *ICCI : Intégration de Composants passifs dans des Circuits Intégrés* en 2008 et *INGRID : Intégration de Nouvelle Génération Radio avec Insertion de Design dans les circuits imprimés* en 2009

Ces 2 projets ont été déposés en 2008 puis en 2009 dans le cadre des appels à projets de type VERSO (Réseaux du futur et services) de l'ANR. Les projets étaient portés par Thales Communications (Colombes) en collaboration avec le Lab-STICC (Brest) et l'IETR les 2 années, la société Lithos (Groupe ELVIA – Chateaubourg) en 2008 puis avec PROTECNO (Brest) et AMG Microwave (Lannion) en 2009. L'objectif était de développer des composants (filtres, antennes, etc.) reconfigurables en technologie multicouche afin, au final, de réaliser des modules d'émission réception hautes fréquences et très intégrés.

J'étais responsable de ces projets côté IETR.

3. Le laboratoire MERLIN (Micro-onde, Espace, Rayonnement : Laboratoire INtégré) est un laboratoire de recherche commun entre Thales Alenia Space et l'IETR. Il se focalise sur 3 thématiques : les réseaux réflecteurs et antennes à base de méta-surface, les antennes à formateurs de faisceaux quasi-optiques, les sources compactes et intégrées.

2. Projet européen *ADIMTAS : Automotive aDaptive Integrated MEMS Tuneable Antenna Systems* en 2011.

A la fin du projet TUMESA, tous les partenaires se sont mis d'accord pour déposer une nouvelle demande de financement auprès de l'Europe, à nouveau dans le cadre des projets STREP du FP7. Malheureusement, et malgré de très bonnes notes (12,5/15), il n'a pas été retenu. Nous ne l'avons pas déposé les années suivantes car les thématiques ne rentraient plus dans les priorités des appels à projets européens.

3. Projets ANR internationaux *HyPOTESIIS : Hybrid Polymer Technologies for E-band System-Integrated Intelligent Sensors* en 2010 puis *OTRAM : Optical Technologies for Reconfigurable Applications in Microwave* en 2014.

Ces 2 projets avaient pour objectif de développer des solutions de reconfiguration par illumination optique des propriétés de matériaux pour des applications hyperfréquences. J'étais porteur de ces projets de ce côté de l'Atlantique et le Prof. Langis Roy (Université de Carleton à Ottawa, Canada) l'était de l'autre côté. Le consortium comprenait également l'XLIM (Limoges, Nicolas Delhote) et le SPCTS (Limoges), tant en 2010 qu'en 2014, côté français et Dragon Wave Inc. (Ottawa, Canada) en 2010, puis l'Université de Sherbrooke, Resonance Microwave Systems Inc. (Ottawa), IBM (Bromont) et le Communication Research Center (Ottawa) en 2014 côté canadien. Si ces 2 projets ont été refusés, il faut noter que la version 2014 était proposée au financement par l'ANR mais pas par son équivalent canadien. Le départ du Prof. Langis Roy vers d'autres horizons et d'autres fonctions ont pour l'instant mis fin à nos tentatives.

4. Projet européen *ThinPack : Hermetic Thin-Film Packaging for Highly Integrated RF MEMS Modules & Antennas* en 2013.

Il s'agissait d'un appel à projets européens EUREKA de type "clusters" menés par des industriels sur le long terme. Ce projet s'intégrait dans le sous-programme EURIPIDES dédié *Microsystèmes, Interconnexion et Packaging*. Ce projet réunissait 6 partenaires industriels – EPCOS (Sophia Antipolis), ST Microelectronics (Tours), Thales Alenia Space (Toulouse), Sistemas Radiantes F. Moyano (Madrid, Espagne), Cassidian (Élancourt), Nordic Components Oy (Lohja, Finlande) – et 4 partenaires académiques ou institutionnels – CEA-Leti (Grenoble), VTT Technical Research Centre of Finland Ltd (Espoo, Finlande), Universidad Politécnica de Madrid (Madrid, Espagne) et l'IETR. Ce projet avait pour objectif de développer un procédé d'encapsulation innovant, hermétique et à coût réduit pour des composants à MEMS RF dans l'optique d'une très forte intégration. Notre participation consistait à mettre en oeuvre des démonstrateurs de type antennes reconfigurables utilisant les composants développés.

5. Projet européen *GRAIL : Generating Reflectarray Antennas with Improved Layout and performance* en 2013.

En 2013, nous avons participé au montage d'un second projet européen en collaboration avec Thales Alenia Space Italie. Ce projet de type EID⁴ comprenait 2 autres partenaires Thales Alenia Space France et L'École Supérieure de Commerce

4. European Industrial Doctors – Actions Marie Curie du programme européen FP7

de Rennes. L'objectif était de travailler sur les outils de génération de layout de réseaux réflecteurs large bande et de proposer des architectures innovantes de réseaux pour augmenter les capacités de ces réseaux (bi-polarisation, réflecteurs multiples, etc.).

3.6 Publications, communications et brevets

3.6.1 Revues internationales avec comité de lecture

- [1] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, "Dual-band transmitarrays with dual-linear polarization at Ka-band," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 7009–7018, Dec. 2017.
- [2] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, M. Ferrando-Rocher, E. Girard, H. Legay, and L. Le Coq, "A phoenix reflectarray unit cell with reduced size and inductive loading," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 12, pp. 1363–1370, Sept. 2016.
- [3] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, and H. Gundel, "Equivalent circuit of a reconfigurable triple-slot reflectarray cell," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 10, pp. 1080–1086, July 2016.
- [4] E. Fourn, C. Quendo, and E. Rius, "Novel n -band tunable resonator based on n -order Dual-Behavior Resonator and tunable capacitors," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 15–23, Feb. 2016. [Online]. Available : http://journals.cambridge.org/article_S1759078714001378
- [5] K. Nadaud, C. Borderon, R. Gillard, E. Fourn, R. Renoud, and H. Gundel, "Temperature stable BaSrTiO₃ thin films suitable for microwave applications," *Thin Solid Films*, vol. 591, pp. 90–96, Sept. 2015.
- [6] Z. Baghchehsaraei, A. Vorobyov, J. Aberg, E. Fourn, R. Sauleau, and J. Oberhammer, "Waveguide-integrated MEMS-based phase shifter for phased array antenna," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 4, pp. 235–243, Apr. 2014.
- [7] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "Phase-shifting cell for dual linearly polarized reflectarrays with reconfigurable potentialities," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 11–14, Jan. 2014.
- [8] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, "Experimental validation of the feasibility of a reconfigurable square spiral antenna," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1053–1056, Aug. 2013.
- [9] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "Phase-shifting cell loaded with variable capacitances for dual linearly polarized reflectarrays," *IET Electronic Letters*, vol. 48, no. 21, pp. 1319–1320, Oct. 2012.
- [10] —, "Triple-slot phase-shifting cell loaded with one variable capacitance for reflectarray applications," *IET Electronic Letters*, vol. 48, no. 8, pp. 426–427, Apr. 2012.
- [11] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, and H. Legay, "Minimization of MEMS breakdown effects on the radiation of a MEMS based reconfigurable reflectarray," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 58, no. 7, pp. 2281–2287, July 2010.
- [12] J. Floc'h, F. Queudet, H. Rimli, and E. Fourn, "Investigation of radiating jeans-button antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 12, pp. 2820–2824, Dec. 2009.
- [13] M. Dragoman, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, E. Fourn, R. Plana, and E. Flahaut, "Millimeter wave carbon nanotube gas sensor," *Journal of Applied Physics*, vol. 101, May 2007.
- [14] —, "Experimental determination of microwave attenuation and electrical permittivity of double-walled carbon nanotubes," *Applied Physics Letters*, vol. 88, p. 153108, Apr. 2006.

- [15] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, A. Manchec, and C. Quendo, “Central frequency and bandwidth switchable DBR filter,” *European Microwave Association Proceedings*, vol. 4, no. 1, pp. 312–318, Dec. 2005.
- [16] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, C. Quendo, and F. Huret, “Out-of-band improvement of a switchable narrow bandpass filter,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, no. 5, pp. 481–484, Sept. 2005.
- [17] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, “MEMS switchable interdigital coplanar filter,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 320–324, Jan. 2003.

3.6.2 Conférences internationales avec actes et comité de lecture

- [18] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, “Ka-band metal-only transmitarrays for low-cost satcom terminals,” in *Proceedings of 39th ESA Antenna Workshop*, ESA-ESTEC, The Netherlands, Oct. 2018.
- [19] F. Diaby, A. Clemente, L. Dussopt, K. Pham, R. Sauleau, and E. Fourn, “Design of a 3-facet linearly-polarized transmitarray antenna at ka-band,” in *Proceedings of 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Boston, MA, USA, Jul. 2018.
- [20] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, “Polarization control of a metal-only transmitarray unit-cell,” in *Proceedings of 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Boston, MA, USA, Jul. 2018.
- [21] —, “Metal-only transmitarray based on c-shaped slot,” in *Proceedings of 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Boston, MA, USA, Jul. 2018.
- [22] F. Diaby, L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn, and R. Sauleau, “2-bit reconfigurable circularly-polarized unit-cell at ka-band,” in *Proceedings of the 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, London, UK, Apr. 2018.
- [23] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, “K/ka-band transmitarray antennas based on polarization twisted unit-cells,” in *Proceedings of the 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, London, UK, Apr. 2018.
- [24] F. Diaby, A. Clemente, L. Di Palma, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn, and R. Sauleau, “Design of a 2-bit unit-cell for electronically reconfigurable transmitarrays at ka-band,” in *Proceedings of the 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, Germany, Oct. 2017.
- [25] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, “Characterization of dual-band dual-linearly polarized transmitarray antennas,” in *Proceedings of the 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, Germany, Oct. 2017.
- [26] F. Diaby, A. Clemente, L. Di Palma, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn, and R. Sauleau, “Linearly-polarized electronically reconfigurable transmitarray antenna with 2-bit phase resolution in ka-band,” in *Proceedings of the 19th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2017)*, Verona, Italy, Sept. 2017.

-
- [27] A. Grossetete, E. Fourn, R. Gillard, and M. Garcia-Vigueras, "Towards a physical insightful reflectarray synthesis," in *Proceedings of the 2017 IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation*, San Diego, CA, USA, July 2017.
- [28] F. Diaby, A. Clemente, L. Di Palma, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn, and R. Sauleau, "Wideband circularly-polarized 3-bit transmitarray antenna in ka-band," in *Proceedings of the 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, France, March 2017, pp. 2275–2279.
- [29] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, "Dual-band dual-polarized transmitarrays at ka-band," in *Proceedings of the 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, France, March 2017, pp. 59–62.
- [30] A. Grossetete, E. Fourn, and R. Gillard, "Single-layer reflectarray cell synthesis based on filter synthesis techniques," in *Proceedings of the 11th Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, Nov. 2016, pp. 138–141.
- [31] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, C. Borderon, and H. Gundel, "A triple-slot active reflectarray cell using a ferroelectric capacitor," in *Proceedings of the 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, Portugal, Apr. 2015, pp. 1610–1613.
- [32] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, H. Gundel, and C. Borderon, "A simple phase-shifting cell for reflectarray using a slot loaded with a ferroelectric capacitor," in *Proceedings of the 10th Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, Nov. 2014, pp. 214–217.
- [33] K. Nadaud, D. Lo Hine Tong, and E. Fourn, "Filtering slot antenna using coupled line resonator," in *Proceedings of the 44th European Microwave Conference (EuMC)*, Roma, Italy, Oct. 2014, pp. 1500–1503.
- [34] K. Nadaud, H. Gundel, R. Gillard, C. Borderon, and E. Fourn, "High frequency dielectric characterization of high-k thin films," in *European Conference on Application of Polar Dielectrics (ECAPD)*, Vilnius, Lithuania, Jul. 2014.
- [35] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, and E. Girard, "Triple-slot phase-shifting cell of reduced size for reflectarray applications," in *Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, Apr. 2014, pp. 1610–1613.
- [36] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, "Spiral antenna with parasitic radiating element," in *Proceedings of the 43rd European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, Germany, Oct. 2013, pp. 1719–1722.
- [37] K. Nadaud, H. Gundel, C. Borderon, R. Gillard, and E. Fourn, "A new method of dielectric characterization in the microwave range for high-k ferroelectric thin films," in *Proceedings of the International Symposium on the Applications of Ferroelectrics (ISAF)*, Prague, Czech Republic, Jul. 2013.
- [38] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, and H. Legay, "Phase quantization effects on the radiation of MEMS-based reconfigurable reflectarrays," in *Proceedings of the Middle Eastern Simulation and Modelling Conference (MESM)*, Muscat, Oman, Dec. 2012.
- [39] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "A patch-slot combination approach for large band reflectarrays," in *Proceedings of the 42nd European Microwave Conference (EuMC)*, Amsterdam, Netherlands, Oct. 2012, pp. 759–762.

- [40] J. Ala-Laurinaho, D. Chicherin, Z. Du, C. Simovski, T. Zvolensky, A. Raisanen, M. Sterner, Z. Baghchehsaraei, U. Shah, S. Dudorov, J. Oberhammer, A. Boriskin, L. Le Coq, E. Fourn, S. Muhammad, R. Sauleau, A. Vorobyov, F. Bodereau, G. El Haj Shhade, T. Labia, P. Mallejac, J. Aberg, M. Gustafsson, and T. Schier, "TUMESA - MEMS tuneable metamaterials for smart wireless applications," in *Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2012, pp. 95–98.
- [41] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, "A new interleaved ultrawideband antenna array," in *Proceedings of the 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Jun. 2012.
- [42] A. Vorobyov, E. Fourn, R. Sauleau, Z. Baghchehsaraei, J. Oberhammer, D. Chicherin, and A. Räsänen, "Iris-based 2-bit waveguide phase shifters and transmit-array for automotive radar applications," in *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, Mar. 2012, pp. 3711–3715.
- [43] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "Triple-slot phase-shifting cell loaded with capacitances for reflectarray applications," in *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, Mar. 2012, pp. 3703–3706.
- [44] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, "A new reconfigurable square spiral antenna," in *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, Mar. 2012, pp. 3583–3586.
- [45] A. Vorobyov, R. Sauleau, E. Fourn, and A. Boriskin, "Reconfigurable transmit antenna array in automotive radar applications," in *Proceedings of the Young Scientists Conference (YSC)*, Kharkiv, Ukraine, Nov. 2011.
- [46] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "Dual-annular slot phase-shifting cell loaded with MEMS switches for reconfigurable reflectarrays," in *Proceedings of the 33rd ESA Antenna Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, Noordwijk, The Netherlands, Oct. 2011.
- [47] A. Vorobyov, R. Sauleau, E. Fourn, J. Oberhammer, and Z. Baghchehsaraei, "MEMS based waveguide phase shifters for phased arrays in automotive radar applications," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, Italy, Apr. 2011, pp. 2087–2090.
- [48] J.-C. Bohorquez, N. Peña, A. Vaisman, C. Shafai, D. Chrusch, C. Quendo, E. Rius, C. Person, G. Tanné, and E. Fourn, "Implementation of ground plane membranes to realize a bandwidth and frequency tunable filter," in *Proceedings of the 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Jul. 2010.
- [49] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, E. Girard, and H. Legay, "'pharmacist cross' phase-shifting cell loaded with MEMS switches for reconfigurable reflectarrays," in *Proceedings of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [50] R. El-Makhour, F. De-Daran, F. Lafon, M. Drissi, and E. Fourn, "Predicting the installed performance of a RF receiver's antenna in its operational environment," in *Proceedings of the Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Beijing, China, Apr. 2010, pp. 606–609.

- [51] A. Vorobyov, R. Sauleau, and E. Fourn, "MEMS switching devices as promising solution for electronically controlled phase shifter in automotive radar applications : a review," in *Proceedings of the Conference on Electromagnetics, Photonics and Biophysics*, Kharkiv, Ukraine, Dec. 2009.
- [52] B. Haentjens, A. Leborgne, E. Fourn, M. Drissi, G. Chrétien, and Y. Haentjens, "Multi-components integration in a SIP," in *Proceedings of the 42nd International Symposium on Microelectronics (IMAPS)*, San Jose, CA, USA, Nov. 2009.
- [53] D. Chicherin, M. Sterner, Z. Baghchehsaraei, J. Oberhammer, S. Dudorov, Z. Du, T. Zvolensky, A. Vorobyov, M. De Miguel Gago, E. Fourn, R. Sauleau, T. Labia, G. El Haj Shhade, F. Bodereau, P. Mallejac, J. Aberg, C. Simovski, and A. Raisanen, "MEMS tunable metamaterials for beam steering millimetre wave applications," in *Proceedings of the Workshop on Advanced Materials and Technologies for Micro/Nano-Devices, Sensors and Actuators*, St Petersburg, Russia, Jun. 2009.
- [54] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, H. Legay, and H. Aubert, "MEMS breakdown effects on the radiation of a MEMS based reconfigurable reflectarray," in *Proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Berlin, Germany, Mar. 2009, pp. 3738–3741.
- [55] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, and H. Legay, "Robustness optimization of MEMS-based reflectarray phase-shifting cells," in *Proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Berlin, Germany, Mar. 2009, pp. 3724–3728.
- [56] R. El-Makhour, F. De-Daran, F. Lafon, M. Drissi, and E. Fourn, "Modelling approaches taking into account the vehicle's environment in the development of embedded RF receivers," in *Proceedings of the 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Jan. 2009, pp. 481–484.
- [57] J. Floc'h, F. Queudet, and E. Fourn, "Radio-electric characterizations of jeans buttons," in *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [58] —, "Design of printed dipole with reflector," in *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [59] M. Dragoman, A. Muller, D. Neculoiu, G. Konstantinidis, K. Grenier, D. Dubuc, L. Bary, R. Plana, H. Hartnagel, E. Fourn, and E. Flahaut, "Carbon nanotubes-based microwave and millimeter wave sensors," in *Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMC)*, Munich, Germany, Oct. 2007.
- [60] J.-P. Busquere, K. Grenier, D. Dubuc, E. Fourn, P. Ancey, and R. Plana, "MEMS IC concept for reconfigurable low noise amplifier," in *Proceedings of the 36th European Microwave Conference (EuMC)*, Manchester, UK, Sep. 2006, pp. 1358–1361.
- [61] E. Fourn, E. Rius, G. Tanne, A. Manchec, and C. Quendo, "Frequency variations improvement of a bandwidth and central frequency reconfigurable DBR filter," in *Proceedings of the 36th European Microwave Conference (EuMC)*, Manchester, UK, Sep 2006, pp. 1139–1142.
- [62] A. Coustou, D. Dubuc, K. Grenier, E. Fourn, O. Llopis, and R. Plana, "Capabilities of a 10 GHz MEMS based VCO," in *Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Manchester, UK, Sep. 2006, pp. 157–160.
- [63] J.-C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanne, and E. Fourn, "Reconfigurable planar SIW cavity resonator and filter," in *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, Jun. 2006, pp. 947–950.

- [64] D. Dubuc, W. De Raedt, G. Carchon, M. N. Do, E. Fourn, K. Grenier, and R. Plana, "MEMS-IC integration for rf and millimeterwave applications," in *Proceedings of the European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium (EGAAS)*, Paris, France, Oct. 2005, pp. 529–532.
- [65] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, and F. Huret, "Reconfigurable bandpass filters using Dual-Behavior Resonators (DBR) and RF MEMS," in *Proceedings of the 5th Workshop on MEMS for Millimeter Wave Applications (MEMSWAVE)*, Uppsala, Sweden, Jun. 2004.
- [66] E. Fourn, C. Quendo, A. Pothier, P. Blondy, J. Champeaux, C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, E. Rius, and F. Huret, "Switchable and tunable coplanar filters," in *Proceedings of the 4th Workshop on MEMS for Millimeter Wave Applications (MEMSWAVE)*, Toulouse, France, Jul. 2003.
- [67] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, C. Person, and F. Huret, "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers," in *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, vol. 1, Philadelphia, PA, USA, Jun. 2003, pp. 523–526.
- [68] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, G. Tanne, C. Person, F. Huret, P. Blondy, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, and A. Catherinot, "Bandwidth and central frequency tunable bandpass filter," in *Proceedings of the 32nd European Microwave Conference (EuMC)*, Milan, Italy, Sep. 2002.
- [69] P. Blondy, A. Pothier, E. Fourn, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "Tunable interdigital coplanar filters using MEMS capacitors," in *Proceedings of the 32nd European Microwave Conference (EuMC)*, Milan, Italy, Sep. 2002.
- [70] E. Fourn, C. Quendo, A. Pothier, D. Mercier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanne, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "Switchable and tunable coplanar filters," in *Proceedings of the 3rd Workshop on MEMS for Millimeter Wave Applications (MEMSWAVE)*, Heraklion, Crete, Jun. 2002.
- [71] P. Martin, T. Le Gouguec, E. Fourn, and A. Perennec, "Conception et réalisation d'un amplificateur faible bruit double étages en technologie uniplanaire," in *Proceedings of the Telecom 2001 and 2nd JFMMMA*, Casablanca, Morocco, Oct. 2001.

3.6.3 Conférences nationales avec actes et comité de lecture

- [72] A. Grossetête, E. Fourn, R. Gillard, and M. Garcia-Vigueras, "Vers la synthèse analytique d'un panneau réflecteur," in *20^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Saint-Malo, France, May 2017.
- [73] E. Fourn, A. Calteau, C. Quendo, J. Favennec, and E. Rius, "Synthèse de filtres dbr bi-bandes à stubs en circuit-ouvert avec prise en compte des paramètres de pente," in *20^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Saint-Malo, France, May 2017.
- [74] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, C. Borderon, and H. Gundel, "Intégration de couches minces ferroélectriques accordables dans une cellule de réseau réflecteur reconfigurable," in *14^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Calais, France, Mar. 2016.

- [75] K. Nadaud, C. Borderon, R. Renoud, H. Gundel, R. Gillard, and E. Fourn, “Caractérisation de couches minces ferroélectriques de basrtio₃ pour applications microondes reconfigurables,” in *19èmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, France, Jun. 2015, pp. 954 – 957.
- [76] K. Nadaud, R. Gillard, E. Fourn, C. Borderon, and H. Gundel, “Cellule triple fente active pour application réseau réflecteur,” in *19èmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, France, Jun. 2015, pp. 396 – 399.
- [77] K. Nadaud, R. Gillard, C. Borderon, E. Fourn, R. Renoud, and H. Gundel, “Caractérisation de couches minces ferroélectriques en topologie coplanaire,” in *13èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Nantes, France, Mar. 2014, pp. 24 – 26.
- [78] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, “Antenne spirale avec élément rayonnant parasite,” in *18èmes Journées Nationales Microondes*, Paris, France, May 2013, pp. J2-AP-P8.
- [79] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, “Cellule déphaseuse 3-bit pour les antennes réseaux réflecteurs à double polarisation linéaire,” in *18èmes Journées Nationales Microondes*, Paris, France, May 2013, pp. J3-DP-P1.
- [80] K. Nadaud, D. Lo Hine Tong, and E. Fourn, “Antenne sélective en fréquence pour application WLAN,” in *18èmes Journées Nationales Microondes*, Paris, France, May 2013, pp. J2-AP-P6.
- [81] H. Salti, E. Fourn, and R. Gillard, “Effets des pannes des MEMS sur le rayonnement d’un réseau réflecteur reconfigurable,” in *16èmes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, May 2009, p. 4E8.
- [82] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, C. Quendo, and F. Huret, “Amélioration du comportement hors-bande d’un filtre faible bande accordable,” in *14èmes Journées Nationales Microondes*, Nantes, France, May 2005, p. 4D11.
- [83] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, C. Quendo, F. Huret, P. Blondy, A. Pothier, C. Champeaux, J. Orlianges, and A. Catherinot, “Augmentation de la plage de variation d’un filtre à accord en fréquence centrale et en bande passante à base de MEMS,” in *14èmes Journées Nationales Microondes*, Nantes, France, May 2005, p. 4D2.
- [84] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, G. Tanné, C. Person, and F. Huret, “Filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale à capacités variable de type MEMS,” in *13èmes Journées Nationales Microondes*, Lille, France, May 2003, p. 2A1.

3.6.4 Conférences invitées internationales

- [85] R. Gillard, R. Loison, R. Sauleau, E. Fourn, S. Méric, H. Gundel, and C. Borderon, “Recent advances in printed reflectarrays and reflectors at ietr,” Séminaire sur les reflectarrays et transmitarrays passifs et actifs, Toulouse, France, Oct. 2016.
- [86] D. Chicherin, Z. Du, T. Zvolensky, C. Simovski, A. Raisanen, M. Sterner, Z. Baghchehsaraei, J. Oberhammer, A. Vorobyov, M. De Miguel Gago, E. Fourn, R. Sauleau, T. Labia, G. El Haj Shhade, F. Bordereau, P. Mallejac, J. Aberg, and M. Gustafsson, “TUMESA – MEMS Tuneable Metamaterials for Smart wireless Applications,” Workshop on MEMS for Millimeter Wave Applications (MEMSWAVE), Trento, Italy, Jul. 2009.

- [87] E. Fourn, "Investigations in reconfigurable filters and antennas," AMICOM Workshop on Microsystems (RF-MST/RF-MEMS), Leuven, Belgium, Oct. 2006.
- [88] P. Blondy, A. Pothier, D. Mercier, E. Fourn, C. Champeaux, J. Orlianges, and A. Catherinot, "Invited presentation on MEMS and their applications," Workshop MEMS, 32nd European Microwave Conference (EuMC), Sep. 2002.

3.6.5 Séminaires, journées thématiques

- [89] A. Grossetête, E. Fourn, and R. Gillard, "Dimensionnement de cellules de réseau réflecteur par synthèse de filtre," in *Assemblée Générale "Interférences d'Ondes" - GDR Ondes*, Lyon, France, Oct. 2015.
- [90] Y. Haentjens, A. Le Borgne, B. Haentjens, C. Le Notre, G. Chrétien, A. Cheouha, E. Fourn, and M. Drissi, "Microwave system in package & high power amplifier application setting," 5th International Symposium on Microwaves (ISM), Bangalore, India, Dec. 2012.
- [91] B. Haentjens, A. Le Borgne, E. Fourn, M. Drissi, I. Beauvisage, J. Floch, Y. Haentjens, G. Chrétien, M. Massiot, and P. Maeder, "DC up to 50 GHz shielded interconnection for Surface Mount Package," International Workshop on Connectors for Electronics-Program, Paris, France, Dec. 2011.
- [92] D. Chicherin, Z. Du, T. Zvolensky, C. Simovski, J. Ala-Laurinaho, A. Raisanen, M. Sterner, Z. Baghchehsaraei, U. Shah, J. Oberhammer, S. Dudorov, A. Vorobyov, E. Fourn, R. Sauleau, T. Labia, G. El Haj Shhade, F. Bordereau, P. Mallejac, J. Aberg, and M. Gustafsson, "TUMESA – MEMS Tuneable Metamaterials for Smart wireless Applications," FP7 RF-MST Cluster Workshop, Athens, Greece, Jun. 2011.
- [93] B. Haentjens, I. Beauvisage, A. Le Borgne, E. Fourn, M. Drissi, Y. Haentjens, G. Chrétien, M. Massiot, and P. Maeder, "Connexion coplanaire pour boîtier hermétique destinée à des applications très large bande (DC-40GHz)," Journée Connectique IMAPS France, Paris, France, Dec. 2010.
- [94] H. Salti, E. Fourn, and R. Gillard, "Effets des défauts des commutateurs mems sur le rayonnement d'un réseau réflecteur reconfigurable," Journées Communications sans fil du GDR Ondes – Club EEA, Rennes, France, Nov. 2010.
- [95] R. El Makhour, S. Zhao, F. De Daran, F. Lafon, M. Drissi, and E. Fourn, "Extraction and validation of radiated emission model by planar and spherical near-field measurements," 2EMC, Rouen, France, Oct. 2007.
- [96] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, and F. Huret, "Reconfigurable bandpass filters using Dual-Behavior Resonators (DBR) and RF MEMS," Workshop CNES-ESA, Toulouse, France, Sep. 2004.
- [97] E. Fourn, A. Pothier, D. Mercier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "Switchable interdigital coplanar filter using mems capacitors," CNES Workshop on Microwave Filters, Toulouse, France, Jun. 2002.

3.6.6 Brevets

- [98] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, and H. Diez, "Système antennaire à une ou plusieurs spirale(s) reconfigurable," Patent, French application number : 1159275, Date of filing : 14.09.2011, Date of publication : 19.04.2013.

- [99] E. Girard, H. Legay, D. Bresciani, R. Gillard, T. Makdissy, H. Salti, and E. Fourn, “Cellule déphaseuse rayonnante reconfigurable basée sur des resonances fentes et microrubans complémentaires,” Patent, European application number : 12183120.0 – 2220, Date of filing : 05.09.2012, Priority : FR / 14.09.11 / FRA 1102786.

3.6.7 Thèse

- [100] E. Fourn, “Étude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d’ondes millimétriques,” Ph.D. dissertation, Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2004.

Deuxième partie

Travaux de recherche

Introduction

Que ce soit au niveau des terminaux mobiles, des systèmes satellitaires ou même des infrastructures terrestres, les systèmes de communication récents et futurs intègrent ou intégreront de plus en plus de fonctionnalités dans un même terminal tout en devant être de moins en moins encombrants et de moins en moins coûteux. La diversité de ces fonctionnalités est de différents ordres. Cela peut être la capacité à travailler sur plusieurs standards de communication et donc potentiellement sur plusieurs bandes passantes et/ou sur différentes largeurs de bandes. Ainsi, un smartphone peut compter actuellement plus de 35 bandes supportant toutes les normes 2/3/4G à travers le monde de 700 à 3500 MHz contre une seule norme de communication au début des années 90 [SM12]. L'arrivée de la norme 5G ou plus généralement de tout ce qui concerne l'Internet des Objets (IoT) ne devrait pas, en tout cas dans un premier temps, simplifier la conception de tels systèmes puisque les bandes allouées sont très différentes avec une montée vers les bandes millimétriques pour profiter de bandes passantes plus importantes et donc offrir des débits plus élevés [Kim17]. Une autre fonctionnalité des terminaux régulièrement demandée est la possibilité de modifier le diagramme de rayonnement d'antennes à fort gain. C'est le cas par exemple au niveau des satellites qui devront pouvoir couvrir, simultanément ou non, plus de zones à partir d'un nombre réduit d'antennes et surtout s'adapter dans le temps à de nouvelles exigences en terme de couverture ou permettre la connexion en temps réel de véhicules mobiles (Satcom On The Move). C'est aussi le cas des radars anti-collisions pour les voitures qui devront permettre un balayage électronique rapide avec une modification de la forme du faisceau pour mieux analyser les obstacles détectés. On retrouve également de tels besoins dans les systèmes de communication point-à-point ou point-à-multi-points que ce soit au niveau des réseaux urbains, des réseaux intermédiaires pour les communications cellulaires (réseaux fronthaul ou backhaul), etc. Bien entendu, cette liste est très loin d'être exhaustive et de nombreuses autres fonctionnalités sont et seront proposées dans les systèmes de communication récents ou futurs.

Pour répondre à l'augmentation du nombre de normes de communication tout en cherchant des solutions peu encombrantes et peu coûteuses, les composants (antennes, filtres, déphaseurs, amplificateurs, etc.) multi-bandes d'une part et reconfigurables (en fréquence centrale et en bande passante) d'autre part sont des solutions particulièrement pertinentes. Ils permettent de travailler sur plusieurs normes soit simultanément soit l'une après l'autre, la solution reconfigurable présentant en outre l'avantage de pouvoir dans certains cas s'adapter à de nouveaux standards de communication a posteriori sans intervention sur les parties matériels du système. Bien entendu, on peut aussi envisager de proposer des composants qui soient à la fois multi-bandes et reconfigurables pour offrir encore plus de miniaturisation et de flexibilité.

La modification des diagrammes de rayonnement concerne, bien entendu, surtout les

antennes et plus particulièrement les antennes proposant des diagrammes de rayonnement directifs et/ou formés comme les réseaux phasés, les réseaux réflecteurs ou transmetteurs, etc. Sur ce type d'antennes, la formation du diagramme dépendant du comportement de chaque élément unitaire constituant le réseau, il faut être capable de contrôler les caractéristiques électriques de chacun d'entre eux. On aboutit vite à un grand nombre d'éléments reconfigurables rendant leur conception, leur réalisation et leur contrôle particulièrement complexes.

C'est dans ce contexte de composants et d'antennes multi-bandes et/ou reconfigurables que se place la majorité de mes travaux de recherche menés à l'IETR et même avant, pendant ma thèse ou mon année post-doctorale. J'ai travaillé et travaille toujours plus particulièrement sur les antennes de types réseaux réflecteurs et réseaux transmetteurs d'une part et sur les filtres en technologies planaires d'autre part. Je suis parfois revenu à des activités concernant des systèmes mono-bande passifs. Cependant, bien souvent, ces études ont servi ou ont vocation à servir de première étape dans le développement de nouveaux composants ou de nouvelles méthodes de conception pour des applications multi-bandes et/ou reconfigurables. Je ne parlerai donc pas uniquement de multi-bandes ou de reconfigurabilité dans cette partie de ce mémoire qui résume l'essentiel de mes travaux de recherche.

Cette partie est découpée en 2 chapitres, le premier (cf. Chapitre 4) concernant les travaux que j'ai pu mener ou tout du moins encadrer dans le domaine des antennes et le second mes contributions dans le domaine du filtrage (cf. Chapitre 5). Elle se terminera par une conclusion qui reprendra très succinctement les principaux points de mes activités et présentera les grandes lignes de mon projet de recherche futur.

4 Antennes réseaux reconfigurables, multi-bandes ou large bande

Introduction

Depuis mon arrivée à l'INSA de Rennes et mon intégration au sein de l'IETR, en septembre 2006, la majeure partie de mes activités de recherche a concerné la conception d'antennes directives de type réseaux réflecteurs, réseaux transmetteurs et, dans une moindre mesure, d'antennes large bande. La reconfiguration de ces antennes a été l'un des principaux thèmes abordés (et l'est encore), mais d'autres développements sur des structures passives ont également été effectués que ce soit pour des aspects large bande ou bi-bande ou encore pour proposer de nouvelles méthodes de synthèses. Les applications associées sont essentiellement liées au spatial ou, dans le cas des réseaux transmetteurs, les prochaines générations de radar anti-collision pour l'automobile. J'ai essayé de résumer dans ce chapitre l'essentiel des travaux effectués sur ces sujets par les doctorants, post-doctorant ou stagiaires que j'ai encadrés. Ce chapitre est séparé en 4 parties. Les 2 premières sont consacrées aux réseaux réflecteurs avec une section pour les aspects reconfigurables et la seconde pour les structures passives. La 3^{ème} section présentera les travaux effectués sur les réseaux transmetteurs et la dernière sur les antennes à large bande passante de type spirale.

4.1 Réseaux réflecteurs reconfigurables

Les réseaux réflecteurs reconfigurables sont les premières antennes sur lesquelles j'ai commencé à travailler suite à mon intégration à l'IETR. C'est Raphaël GILLARD (et je l'en remercie !) qui m'a proposé de le rejoindre sur cette thématique, déjà bien lancée au laboratoire [ÉG03, Cad06, Mil07], en 2007 dans le cadre du projet R3MEMS (cf. Sous-Section 3.5.5) et de la thèse d'Hassan SALTI sur la conception d'antennes réseaux reconfigurables à base de MEMS. Les travaux sur cette thématique se sont ensuite enchaînés, très souvent en collaboration avec Thales Alenia Space et désormais au sein du laboratoire commun MERLIN. Les premiers travaux, présentés dans cette section, concernaient surtout le développement ou l'optimisation de cellules reconfigurables à base de MEMS et ensuite de matériaux ferroélectriques. En parallèle, une solution de cellules passives à large bande passante a également été proposée et plus récemment, nous avons de nouveau travaillé sur des cellules passives dans l'optique de proposer de nouvelles méthodes de synthèses. Ces derniers points qui ne concernent que des cellules passives seront présentés dans la Section 4.2.

Un réseau réflecteur associe les concepts d'antenne à réflecteur (cf. Figure 4.1(a)) et d'antenne réseau en réfléchissant le signal incident dans une direction donnée mais à partir d'une surface plane discrétisée en un ensemble d'éléments unitaires (cf. Figure 4.1(b)). Les ondes incidentes, provenant d'une source primaire (de type cornet par exemple), atteignent les éléments unitaires du réseau avec une phase différente en fonction de leur position en raison de la différence de trajet parcouru depuis la source primaire. Chaque élément unitaire

doit alors introduire une phase supplémentaire à l'onde incidente afin de renvoyer l'énergie dans une direction donnée pour former soit un lobe directif soit une couverture formée. Ces éléments unitaires sont généralement appelés *cellules déphaseuses*. Ces dernières devant être capables de compenser n'importe quel retard de phase, elles doivent pouvoir introduire n'importe quelle phase comprise entre 0° et 360° . La phase introduite par une cellule dépend de sa géométrie (forme, dimensions, nombre de couches, distance entre la surface et le plan de masse, etc.). De nombreuses topologies de cellules en technologies planaires ont été proposées que ce soit en mono-couches [PM93, JW94, CLGL05, CSL09, MGP⁺11] ou multi-couches [GB95, Enc01, EZ03]. Ces dernières permettent d'atteindre facilement des gammes de phases très importantes, jusqu'à 800° sur une bande passante de 10% dans [EZ03] en 3 couches par exemple. Toutefois elles sont, de part leur aspect multi-couche, plus compliquées à fabriquer et plus coûteuses. Les travaux de l'IETR dans le domaine des cellules de réseaux réflecteurs se sont essentiellement concentrés sur les cellules mono-couches et, pour les derniers, plus particulièrement autour d'une famille de cellules, appelées *Phoenix*, développée au sein du laboratoire [MGP⁺11]. Ce type de cellules permet de couvrir un cycle complet de 360° avec une modification douce et progressive de la géométrie minimisant les problèmes de dégradation du rayonnement liés à des différences géométriques trop marquées entre cellules voisines [MGL07].

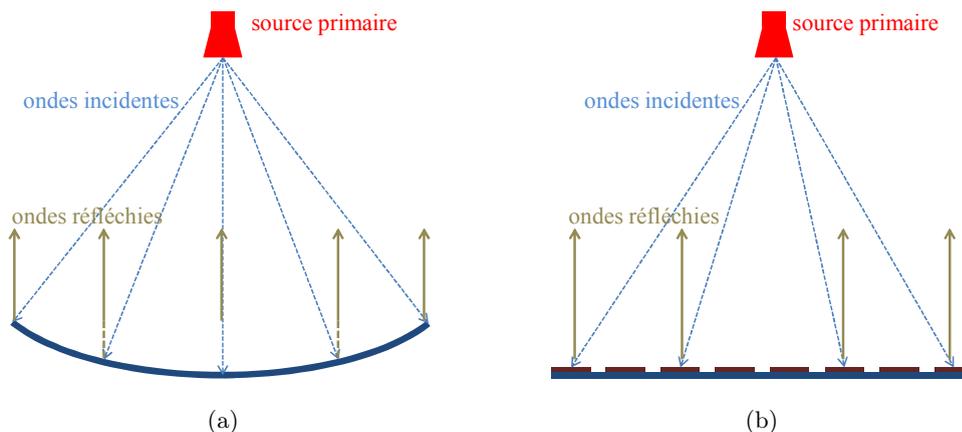


FIGURE 4.1 – Principe de fonctionnement d'une antenne à réflecteur parabolique (a) et d'un réseau réflecteur plan (b).

Pour rendre un réseau réflecteur reconfigurable et ainsi contrôler son diagramme de rayonnement, il faut en fait pouvoir contrôler la phase introduite par chaque cellule unitaire individuellement en modifiant l'une de ses caractéristiques. La reconfiguration des phases peut être discrète, en modifiant le chemin parcouru par les courants sur la cellule à l'aide d'interrupteurs tels que des diodes PIN [KITK09, RZMLRCM12] ou des commutateurs MEMS [LPC⁺03, LCV⁺07, PCS08], ou continue en utilisant des capacités variables de type varactor [BAM02, HO04, LH10] ou des matériaux agiles [MMFJ06, PPBD⁺13].

Dans le premier cas, toutes les phases ne sont pas réalisables et une certaine erreur de quantification doit être acceptée, ce qui se traduit par une diminution du gain et une remontée des lobes secondaires. Il est alors indispensable de trouver un compromis entre performance et complexité en terme de nombre de bits par cellule. La bande passante d'une cellule peut alors être définie en fonction d'un nombre de bits équivalents [PGS⁺12]. Dans

le cas d'une cellule à 4 états (2 bits) par exemple, les états de phase sont idéalement espacés de 90° ce qui correspond à un écart-type de phase de 26° . La bande passante d'une cellule est souvent définie en s'accordant une erreur de 5° sur cet écart-type, jusqu'à 31° donc, ce qui correspond à un nombre de bits équivalents de 1,74.

Dans le cas continu, toutes les phases entre 0° et 360° sont idéalement réalisables. Cependant, dans ces configurations, les éléments d'accord ne permettent pas toujours d'atteindre une gamme de phases complète et génèrent souvent des pertes élevées. En outre, il peut s'avérer difficile de contrôler avec précision la phase réellement introduite par la cellule.

Dans tous les cas, l'un des problèmes majeurs réside dans le fait que chaque cellule doit être contrôlée individuellement pour permettre la reconfiguration du diagramme de rayonnement du réseau. L'intégration du système de contrôle des phases peut alors s'avérer particulièrement difficile sachant qu'il faut en minimiser l'impact sur les performances radioélectriques. Il est donc indispensable de limiter le nombre d'éléments de contrôle sur une cellule et ainsi de minimiser leur impact et celui des circuits de commande associés sur les performances globales du réseau. C'est à cela que nous nous sommes attachés dans le cadre des travaux auxquels j'ai participé sur cette thématique que ce soit en développant des outils spécifiques d'analyse et d'optimisation des cellules (cf. Sous-section 4.1.1) ou en proposant de nouvelles topologies de cellules reconfigurables (cf. Sous-section 4.1.2).

4.1.1 Outils d'analyse et d'optimisation

Dans le cadre du projet ANR R3MEMS (cf. Sous-section 3.5.5), notre première mission était de développer des outils d'analyse et d'optimisation de cellules unitaires de réseaux réflecteurs reconfigurables à base de MEMS. Divers éléments nous ont amenés à développer de tels outils. Tout d'abord, les MEMS étaient utilisés ici en tant que commutateurs à 2 états et ne nous permettaient donc qu'une variation discrète du déphasage créé par chaque cellule unitaire. Une erreur de quantification était donc inévitablement présente et nous avons besoin d'en quantifier son impact pour obtenir des règles de design en fonction des performances souhaitées et des contraintes technologiques. Une première étude a donc été menée sur ce sujet. Ensuite, en 2007, au démarrage de ce projet, la fiabilité des MEMS était insuffisante particulièrement dans des environnements sévères comme les systèmes spatiaux [Hwa07, BCP⁺07]. La probabilité de pannes n'était donc pas négligeable et nous avons donc développé des outils pour quantifier l'impact des pannes sur le comportement de cellules d'une part et optimiser le positionnement des éléments reconfigurables pour le minimiser d'autre part. Toutes ces études ont été faites dans le cadre de la thèse d'Hassan SALTI.

Erreur de quantification dans les réseaux réflecteurs à reconfiguration discrète

Cette première étude avait pour objectif de se donner des premières règles de design lors de la conception de cellules déphaseuses reconfigurables. Plusieurs cas ont été testés en faisant varier le pas de maille, la taille du réseau, le nombre de bits ou le type de quantification (uniforme ou non). La principale caractéristique observée était la chute du gain par rapport à un réseau équivalent en terme de taille et de pas de réseau et présentant une variation continue des phases (et donc une absence de quantification). Très rapidement,

nous avons pu constater que le pas de réseau, c'est-à-dire la distance entre 2 cellules consécutives n'avait que peu d'impact sur les performances en rayonnement pour des réseaux de taille relativement grande (diamètre d'environ $20\lambda_0$ et plus).

Dans le cas d'une quantification uniforme, on retrouve les résultats obtenus dans le cas des antennes réseaux phasés où la quantification de phase provient de l'utilisation de déphaseurs actifs digitaux. La chute de gain devient négligeable à partir de 5 bits. Elle n'est alors que de 0,014 dB. Cependant, une cellule à 5 bits implique qu'il faut contrôler au moins 5 éléments de reconfiguration par cellule. Pour un réseau carré de $20\lambda_0 \times 20\lambda_0$ avec un pas de maille en $\lambda_0/2$, cela correspond à 8000 signaux de contrôle indépendants! Il est donc difficile d'imaginer l'utilisation d'autant d'éléments de reconfiguration par cellule. Pour des cellules à 3 bits, la chute de gain est de 0,22 dB, de 0,91 dB pour 2 bits et de presque 4 dB pour 1 bit. Il faudra donc accepter un certain niveau de pertes par quantification pour réduire la complexité de la structure. Notez cependant que ces valeurs sont obtenues dans un cas théorique sans prendre en compte l'impact réel des lignes d'alimentation. On peut donc supposer que d'une part les niveaux de pertes annoncés ne sont que des valeurs minimales et d'autre part que l'impact des lignes de commande sur les performances du réseau augmentera avec leur nombre et donc le nombre de bits.

Dans le cas d'une quantification non uniforme, les phases réalisables par la cellule ne sont pas uniformément réparties dans la gamme $[0^\circ; 360^\circ]$. L'effet de la quantification sur les performances d'un réseau n'est pas simple à évaluer puisqu'une infinité de répartition des phases en fonction du nombre de bits et de leur état est imaginable. Nous avons donc choisi à titre d'exemple de traiter le cas d'une répartition des phases linéaire par morceau, c'est-à-dire que cette répartition présente un trou de phases (ensemble de valeurs de phase non réalisables). Cette étude nous a permis, entre autres, de constater que la quantification de phase non uniforme est plus critique en terme de performance en rayonnement que le cas uniforme. Dans la suite de nos études, nous avons donc toujours cherché à obtenir une répartition uniforme des phases en fonction du nombre de commutateurs et de leur état.

Performances et optimisation des cellules face aux défaillances des MEMS

Les défaillances des MEMS sont essentiellement causées par les phénomènes d'adhésion ou de collage entre ses électrodes qui peuvent être dus, dans le cas d'un contact ohmique, aux pressions mécaniques ou électriques entraînant une déformation ou une détérioration des surfaces, ou, dans le cas d'un contact capacitif, à une accumulation de charges dans le diélectrique utilisé [MH96, VS03]. Dans l'étude menée par Hassan SALTI, nous avons étudié les MEMS de type commutateur à 2 états (haut ou bas) et avons donc considéré qu'un MEMS était en panne lorsqu'il était bloqué dans l'un de ces 2 états quelque soit la tension de commande appliquée. Il est important de noter que lorsqu'un MEMS était en panne, nous avons toujours supposé connaître son état (haut ou bas). Cette hypothèse s'appuyait sur diverses études qui cherchaient à déterminer en temps réel l'état des MEMS soit en superposant un signal de test RF au signal de commande [GEM⁺01], soit en utilisant des techniques basses fréquences directement à partir du signal de commande [VSPMDW03, LR04]. Dans le cadre du projet R3MEMS, un autre partenaire, le LIRMM¹, a travaillé sur la mise en place d'un outil de diagnostic en parallèle de leurs activités sur la réalisation du système de commande [DLMN10, DTP⁺11].

1. Laboratoire d'Informatique de Robotique et de Microélectronique de Montpellier, UMR CNRS 5506.

La cellule étudiée initialement est une cellule bi-fente chargée par 10 commutateurs MEMS alimentés indépendamment (cf. Figure 4.2(a)). Leur position a été optimisée pour répartir le plus linéairement possible les $2^{10} = 1024$ valeurs de phase dans l'intervalle $[0^\circ; 360^\circ]$ [LCV⁺07, RPA⁺07]. La répartition des phases en fonctions de la configuration des MEMS est présentée en Figure 4.2(b). L'étude précédente concernant la quantification a montré que ce nombre est surestimé, mais ceci offre un premier degré de robustesse aux pannes des MEMS en proposant plusieurs configurations différentes pour réaliser les phases. Ainsi, comme le montre la Figure 4.2(c), toutes les phases peuvent être réalisées par au moins 3 et jusqu'à près de 200 configurations des MEMS, en supposant une erreur de quantification de $\pm 5^\circ$.

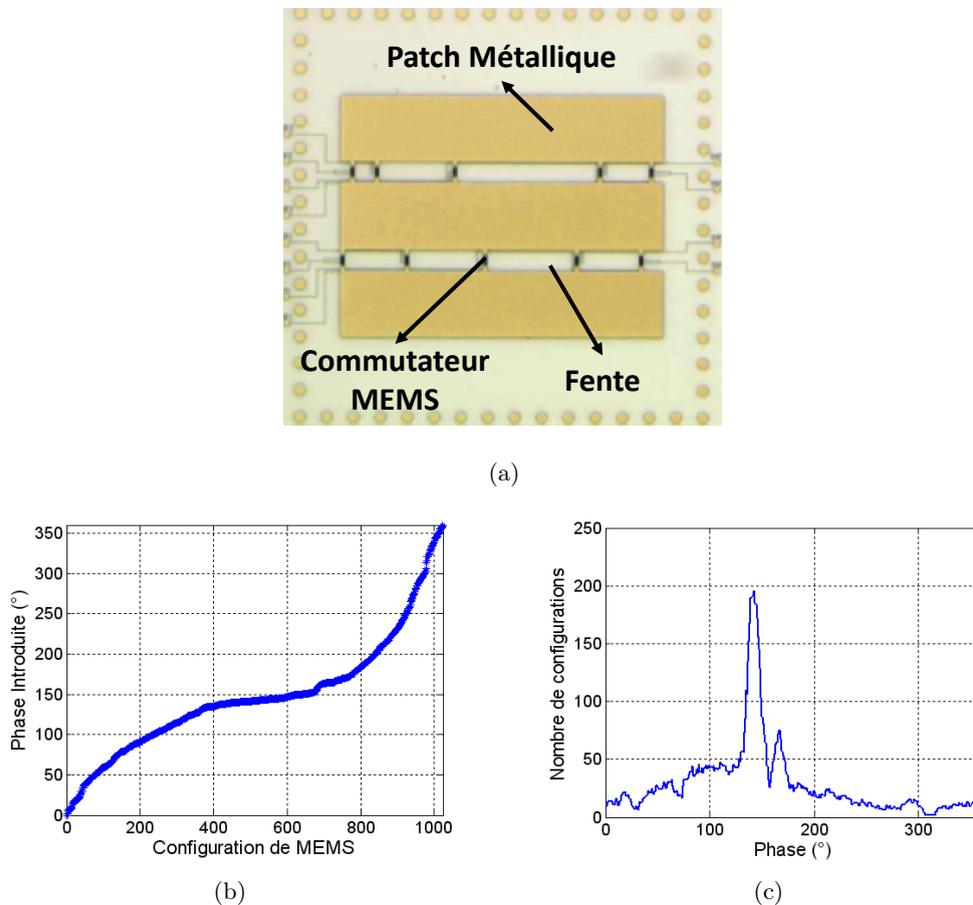


FIGURE 4.2 – Cellule bi-fentes chargées par 10 MEMS : (a) photographie de la cellule, (b) répartition des phases en fonction des configurations des MEMS et (c) redondance offerte par la cellule.

Les effets des pannes des MEMS ont été analysés à travers une étude statistique consistant à introduire aléatoirement des pannes dans un réseau test et à comparer alors le diagramme de rayonnement obtenu dans ce cas par rapport à celui obtenu en l'absence de pannes. Le réseau test considéré dans notre étude était un réseau circulaire de diamètre $D = 22\lambda_0$ à 14 GHz avec un pas de maille $d = 0,5\lambda_0$, soit 1436 cellules déphaseuses. L'antenne d'illumination est une antenne cornet placée dans l'axe normal au réseau à une

distance focale $F = 0,8D$, l'apodisation aux bords de l'antenne est de -12 dB et l'objectif est d'obtenir un diagramme de rayonnement normal au plan du réseau.

Un premier exemple de diagrammes de rayonnement sans et avec pannes est présenté en Figure 4.3(a). Pour cet exemple, 15% de pannes ont été réparties aléatoirement sur l'ensemble du réseau. On constate alors une forte dégradation des performances du réseau avec une chute de gain sur le lobe principal d'environ 12 dB et une remontée importante des lobes secondaires.

Cependant, cet exemple ne peut servir de référence "absolue" pour ce pourcentage de pannes. En effet, si le comportement du réseau face aux pannes des MEMS est, bien entendu, directement lié au pourcentage de MEMS en panne, il dépend aussi de leur répartition sur l'ensemble du panneau rayonnant. Nous avons donc procédé par une approche statistique en simulant 100 répartitions aléatoires de pannes pour chaque pourcentage étudié. Nous obtenons ainsi 100 diagrammes de rayonnement modifiés et pouvons alors en déduire le pourcentage de diagrammes ne respectant plus un gabarit donné² (en vert sur la Figure 4.3(a)). Une "courbe de détérioration" est alors tracée. Elle représente le pourcentage de diagrammes sortant du gabarit en fonction du pourcentage de MEMS en panne (cf. Figure 4.3(b), cas *sans correction*). Cette courbe montre que le nombre de diagrammes de rayonnement hors gabarit augmente très rapidement après seulement 1,5% de MEMS en panne sur le réseau. Ce résultat correspond toutefois à une version sans correction, c'est-à-dire que la redondance offerte par les cellules (cf. Figure 4.2(c)) n'est pas mise à profit. Lorsqu'on corrige la position des MEMS toujours en état de fonctionner pour retrouver une autre configuration permettant de réaliser la phase souhaitée pour toutes les cellules présentant des pannes, le pourcentage acceptable de MEMS en panne passe de 1,5 à 23% (cf. Figure 4.3(b)). La redondance est donc un élément important permettant de réduire l'impact des pannes des MEMS sur la performance d'une cellule et par conséquent d'un réseau réflecteur. Toutefois, il se fait au prix d'une complexité de conception accrue.

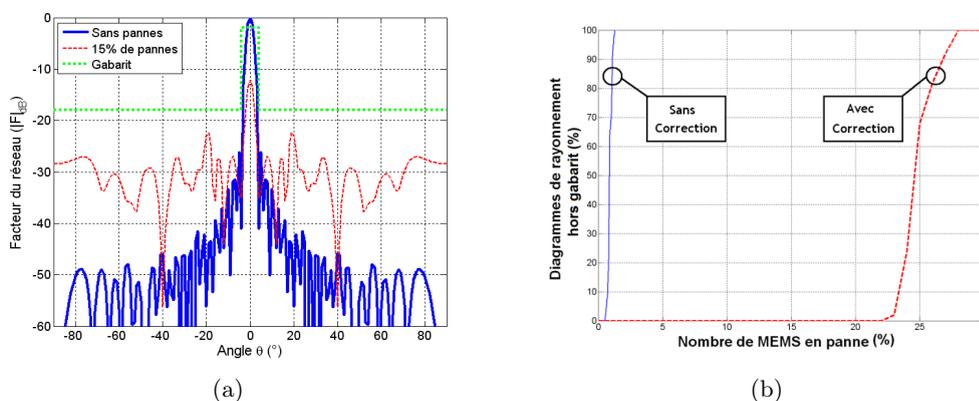


FIGURE 4.3 – Impact des pannes des MEMS sur les performances d'un réseau réflecteur : (a) conséquences sur le diagramme de rayonnement, (b) courbes de détérioration.

Pour minimiser le nombre d'éléments d'accord par cellule déphaseuse et par conséquent

2. Le gabarit utilisé ici nous avait été proposé par Thales Alenia Space, partenaire du projet R3MEMS. Il impose une diminution du gain sur le lobe principal inférieure à 0,3 dB et des niveaux de lobes secondaires normalisés devant restés inférieurs à -18 dB

la complexité de conception d'un réseau, il faut sélectionner une topologie de cellule qui soit robuste aux pannes, c'est-à-dire une cellule dont la capacité à produire l'ensemble des phases dans l'intervalle $[0^\circ; 360^\circ]$ ne se dégrade pas trop rapidement avec l'augmentation de MEMS en panne. Cette capacité repose en fait sur la possibilité de corriger un maximum de pannes. Hassan SALTI a montré que, pour une cellule et un nombre de pannes donnés, cela dépend de la position et de l'état des MEMS en panne. A titre d'exemple, la Figure 4.4 présente la répartition des phases réalisables lorsque 3 MEMS sont en panne dans la cellule bi-fente mais pour 2 configurations différentes de pannes. On voit immédiatement que la première (Figure 4.4(a)) est plus favorable que la seconde (Figure 4.4(b)) car la répartition y est plus uniforme sur la gamme $[0^\circ; 360^\circ]$.

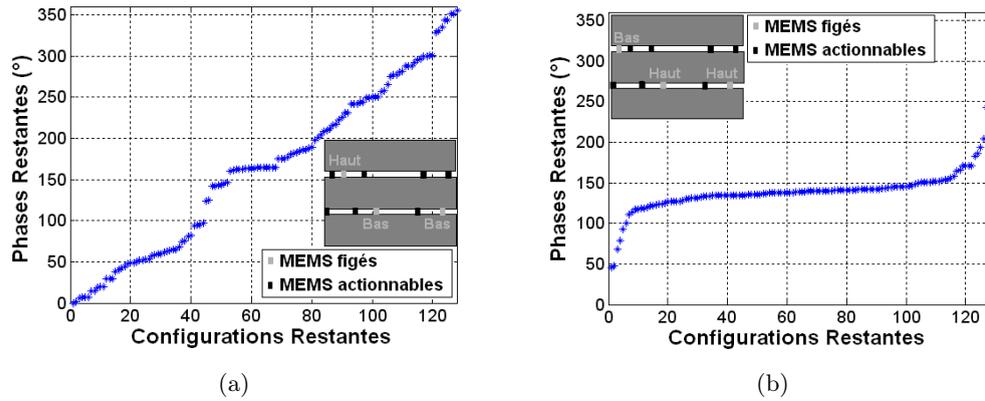


FIGURE 4.4 – Répartition des phases réalisables pour la cellule bi-fente (cf. Figure 4.2) pour 2 configurations de 3 MEMS en panne.

Afin de pouvoir comparer différentes cellules entre elles, nous avons développé un critère évaluant la robustesse d'une cellule en fonction du nombre de pannes. Ce critère a été développé en prenant en compte toutes les combinaisons de P pannes possibles et l'erreur de phase subsistant après correction quelque soit la phase requise. Ce critère a été appelé CRMSE pour *Cumulative Root Mean Square Error* ou erreur quadratique moyenne cumulative. Il s'agit en fait de la moyenne des erreurs de phases pour toutes les combinaisons de P pannes dans une cellule à N MEMS. Il est donné par :

$$CRMSE = \sqrt{\frac{1}{2^P C_N^P} \sum_{i=1}^{2^P C_N^P} RMSE_i^2} \quad (4.1)$$

où $RMSE_i$ correspond à l'erreur quadratique moyenne associée à la $i^{\text{ème}}$ répartition des phases possibles avec P pannes dans la cellule étudiée. Elle est définie par :

$$RMSE_i = \sqrt{\frac{1}{360} \sum_{k=0}^{359} |\phi_k^{obj} - \phi_k^{cor}|^2} \quad (4.2)$$

Dans cette équation, ϕ_k^{obj} est la phase que l'on souhaite produire par la cellule i (ϕ_k^{obj} est comprise entre 0° et 359° avec un pas de 1°) et ϕ_k^{cor} est la phase réellement réalisée par la cellule après correction en utilisant la redondance offerte par la cellule.

Ce critère CRMSE nous permet de refléter les performances d'un large réseau utilisant une topologie unique de cellules reconfigurables en observant les propriétés au niveau de la cellule et donc sans passer par la détermination du diagramme de rayonnement du réseau pour chaque configuration de pannes. Ceci est possible car, pour un réseau de grande taille, toutes les phases sont supposées équiprobables sur la surface rayonnante. A titre d'exemple, ce critère est appliqué à 3 cellules à $N = 9$ MEMS dérivées de la cellule bi-fente à 10 cellules sur lesquelles un MEMS différent a été supprimé (cf. Figure 4.5). Les "courbes de détérioration" de ces 3 cellules sont présentées en Figure 4.6(a) et leur CRMSE en Figure 4.6(b). Ces résultats montrent qu'il faut minimiser le CRMSE d'une cellule pour augmenter le nombre de MEMS en panne acceptables sur un réseau avant que son diagramme de rayonnement ne sorte du gabarit imposé. Ce critère peut également été utilisé pour optimiser le positionnement des éléments d'accord sur une cellule comme présentée par la suite (cf. Sous-Section 4.1.2).

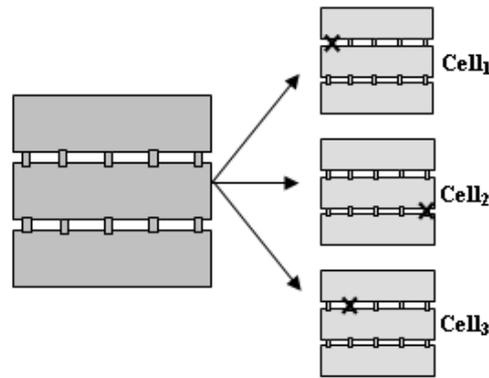


FIGURE 4.5 – Sélection de 3 sous-cellules bi-fentes à 9 MEMS.

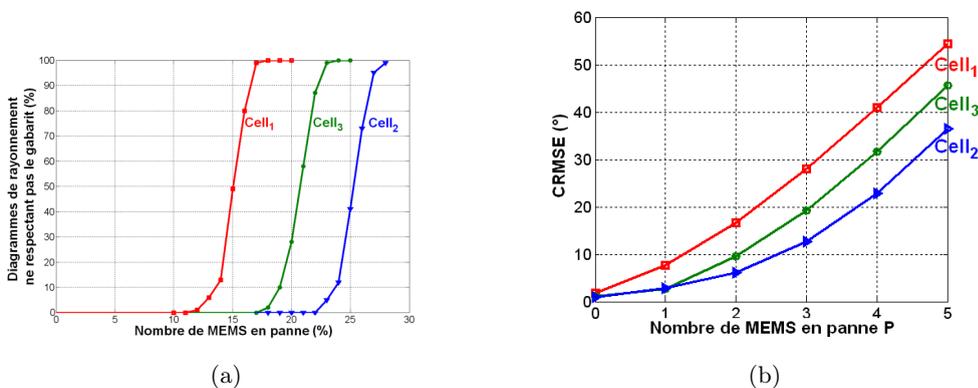


FIGURE 4.6 – Comparaison de la robustesse des 3 cellules de la Figure 4.5 : (a) Courbes de détérioration du diagramme de rayonnement, (b) CRMSE.

Précédemment, nous avons souligné l'importance d'une linéarité de la répartition des phases en fonction des combinaisons de MEMS. Hassan SALTI a également montré au cours de sa thèse que ce critère, certes important, n'est pas suffisant pour être robuste aux pannes. En effet, 2 cellules présentant une même linéarité des phases peuvent très bien avoir un comportement assez différent à ce niveau. Par exemple, si dans une des cellules l'un

des MEMS peut être considéré comme un bit de poids fort, sa défaillance aura pour effet que la moitié des phases ne seront plus réalisables ! Le critère CRMSE développé ici peut mettre ce type de comportement en avant et vient compléter le critère d'uniformisation des phases dans la gamme $[0^\circ; 360^\circ]$. En fait, une faible valeur de CRMSE garantit l'optimisation de la robustesse de la cellule tout en assurant la linéarité de la répartition des phases.

4.1.2 Développement de cellules reconfigurables

Cellule à croix de pharmacien

Suite à l'analyse de la cellule bi-fente à l'aide des outils qu'il avait développés, Hassan SALTI a optimisé une nouvelle cellule sur proposition de Thales Alenia Space. Il s'agit d'une cellule carrée (pas de maille en $\lambda_0/2$ à 12 GHz) dont le motif métallique est en forme de "croix de pharmacien" (cf. Figure 4.7)³. Cette cellule avait montré de bonnes performances en terme de compacité et de bande passante dans sa version passive [CSC06, CSL09]. Vis-à-vis de la cellule bi-fente, le principe de fonctionnement est le même si ce n'est que la solution à 4 résonateurs étudiée ici permet d'obtenir 3 fentes au lieu de 2 et que le repliement de ces dernières permet de gagner en compacité. Cette cellule peut également fonctionner en double polarisation linéaire, contrairement à la cellule bi-fente, même si nous ne l'avons étudiée qu'en simple polarisation pour des raisons de simplicité.

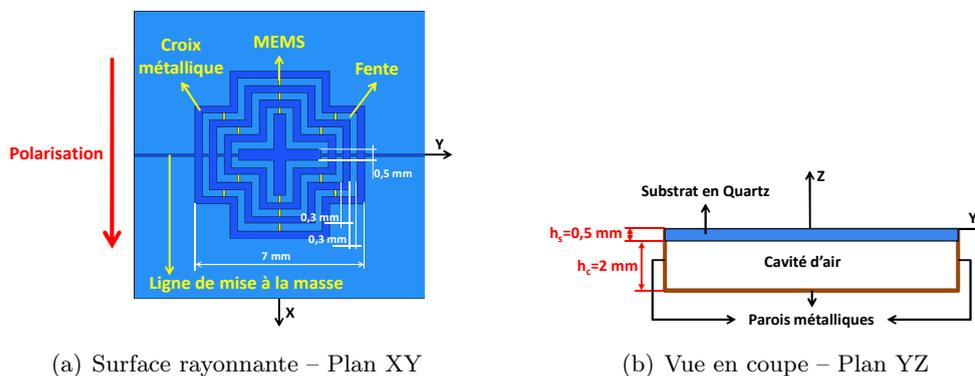


FIGURE 4.7 – Cellule à croix de pharmacien.

Dans la version initiale présentée sur la Figure 4.7(a), 14 MEMS ont été placés intuitivement dans les 3 fentes. Suivant leur état, ces MEMS permettent de modifier la longueur électrique des fentes et donc la phase introduite par la cellule. La Figure 4.8 présente la répartition des phases en fonction des $2^{14} = 16384$ configurations de MEMS possibles. Cette répartition n'est pas optimale car les phases ne sont pas uniformément réparties dans l'intervalle $[0^\circ; 360^\circ]$ et qu'un trou d'environ 60° apparaît autour de 160° . Ce nombre initial de MEMS est en outre très élevé et impliquerait une complexité importante pour le contrôle individuel de chaque MEMS. En fait, il a été volontairement surestimé par rapport au besoin réel pour permettre d'optimiser la position finale de MEMS à l'aide des outils

3. La ligne métallique horizontale placée dans le plan de symétrie de la structure est une ligne de mise à la masse qui permet notamment d'assurer une continuité électrique entre les motifs métalliques en prévention des problèmes de décharge électrostatique associés à l'actionnement des MEMS

discutés précédemment (cf. Sous-section 4.1.1).

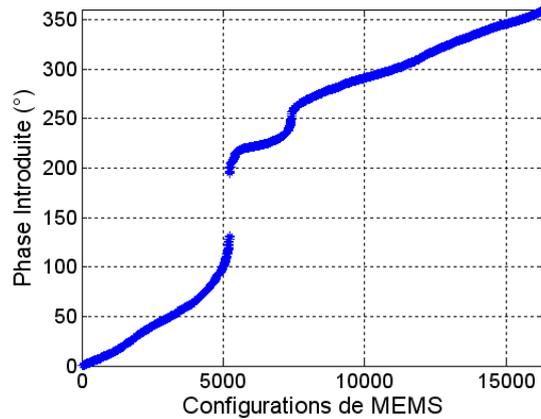


FIGURE 4.8 – Répartition des phases en fonction des configurations des MEMS pour la répartition initiale des 14 MEMS dans la cellule à croix de pharmacien.

L'objectif était de ne conserver que 8 MEMS sur la cellule finale et d'optimiser leur position pour minimiser l'impact des pannes sur son fonctionnement. Pour cela, la démarche adoptée consiste à déterminer l'erreur quadratique moyenne cumulative (CRMSE) de la cellule dans sa configuration initiale et d'identifier les 6 MEMS les moins influents. On repositionne alors ces 6 MEMS ailleurs dans la cellule et on recommence jusqu'à converger vers un degré de robustesse presque constant. La cellule finalement obtenue est présentée en Figure 4.9(a) et la répartition des phases en fonction des $2^8 = 256$ configurations de MEMS en Figure 4.9(b). On constate que la répartition des phases est devenue linéaire et que les phases sont mieux réparties sur l'intervalle $[0^\circ; 360^\circ]$ par rapport à la cellule initiale (cf. Figure 4.8). La Figure 4.10 compare la CRMSE des cellules bi-fentes (cf. Figure 4.2) et de cette cellule à croix de pharmacien à 8 MEMS. En l'absence de panne, la cellule bi-fente se comporte légèrement mieux que la cellule à croix de pharmacien car cette dernière comprend un petit trou de phases (28°). Par contre, en présence de panne(s), la cellule à croix de pharmacien présente une meilleure robustesse aux pannes.

Hassan SALTÍ a également caractérisée la cellule à croix de pharmacien finale en termes de bande passante et de sensibilité aux valeurs des capacités des MEMS et à leur incertitude. Il a ainsi montré que le comportement très dispersif de certaines cellules limite la bande passante et accroît la sensibilité aux incertitudes sur la valeur des capacités des MEMS. Toutefois, ces configurations peuvent être détectées et on peut s'imposer de les interdire lors de la conception d'un réseau.

Cellule en anneaux avec fentes d'interconnexion

Toujours dans le cadre du projet ANR R3MEMS, mais cette fois-ci pendant la thèse de Tony MAKDISSY, une autre solution de cellules reconfigurables a été développée. L'objectif initial était de développer une cellule présentant des dispersions faibles afin de limiter les pertes. Les demandes de Thales Alenia Space étaient de fournir une cellule présentant

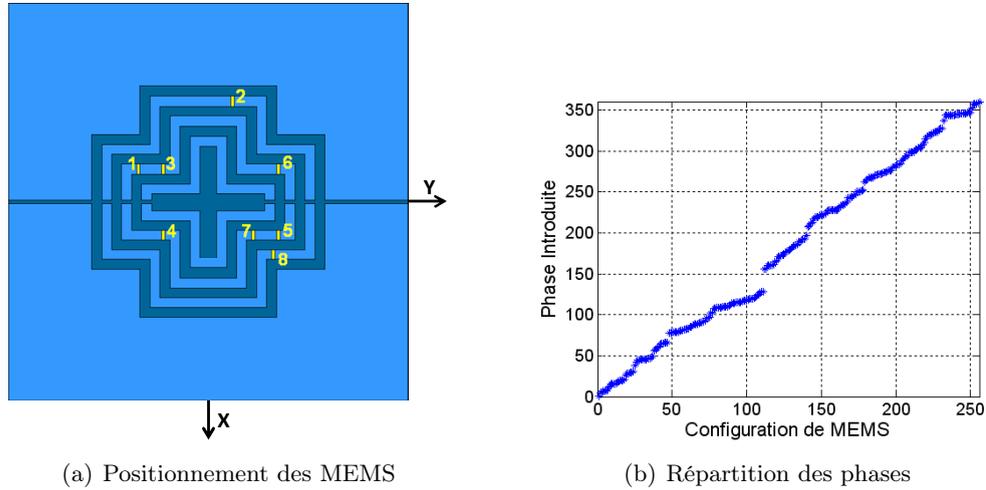


FIGURE 4.9 – Cellule à croix de pharmacien optimisée à 8 MEMS

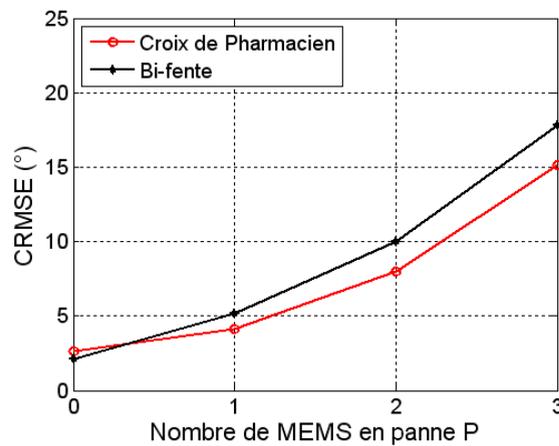


FIGURE 4.10 – Comparaison des erreurs quadratique moyenne cumulative (CRMSE) des cellules bi-fentes (cf. Figure 4.2) et de la cellule à croix de pharmacien optimisée à 8 MEMS.

une dispersion fréquentielle inférieure à $100^\circ/\text{GHz}$ et des pertes inférieures à 0,5 dB. Pour cela, nous sommes repartis sur une solution mono-couche utilisant plusieurs résonateurs afin de s'éloigner de la fréquence de résonance des différents motifs de la cellule. Ceci permet d'obtenir des variations plus lentes de la phase et donc d'éviter que la cellule n'est un comportement trop dispersif dans la bande d'intérêt.

La cellule retenue est constituée de 2 fentes concentriques rectangulaires interconnectées et chargées par des éléments actifs de contrôle (potentiellement des MEMS). La Figure 4.11 représente la cellule optimisée après diverses études paramétriques sur les dimensions ou le positionnement des interconnexions entre fentes. La structure intègre 4 éléments de contrôle mais ces derniers sont commandés 2 à 2 (par symétrie vis-à-vis de l'axe horizontal). En outre, ils ne seront utilisés que dans 2 états chacun⁴. On ne peut donc obtenir que 4 états de phases, idéalement espacés de 90° les uns par rapport aux autres.

4. Pour être cohérent avec une utilisation de MEMS, les 2 états, passant ou bloqué, ont été remplacés par des capacités $C_{off} = 40 \text{ fF}$ et $C_{on} = 400 \text{ fF}$ respectivement

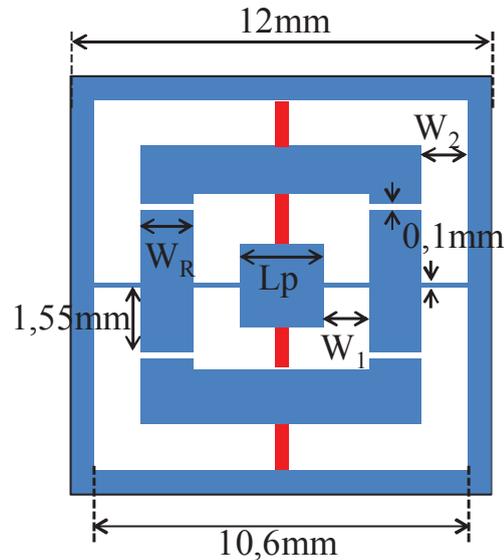


FIGURE 4.11 – Cellule à fentes concentriques optimisée ($L_p = 1,5 \text{ mm}$, $W_r = 1,7 \text{ mm}$, $W_1 = W_2 = 1,425 \text{ mm}$).

Au final, si les critères de dispersion et de pertes sont bien respectés, la gamme de phases obtenue n'est elle que de 208° ce qui est insuffisant pour obtenir 4 états de phase espacés de 90° . Des solutions ont été envisagés pour améliorer le fonctionnement de cette cellule comme l'ajout d'un commutateur dans chaque fente d'interconnexion, tous commandés simultanément. Cependant, si on pouvait alors obtenir une gamme de phases de 270° et donc la possibilité de séparer les 4 états de 90° , ceci se faisait au prix d'une complexité accrue. En outre, ces études ont montrés que cette topologie n'était pas adpatée à une utilisation en double polarisation linéaire. Pour cela, les fentes d'interconnexion seraient placées dans les coins de l'anneau métallique intermédiaire, mais la gamme de phase est alors largement insuffisante même en s'autorisant une dispersion plus importante. Enfin, cette topologie peut engendrer des résonances d'ordre supérieur préjudiciable au rayonnement. Nous avons finalement pu constater que la dispersion fréquentielle la plus faible et donc la variation de phase la plus douce était obtenue lorsque les résonances se faisaient simultanément dans les parties horizontales. Tout ceci nous a poussé à revenir à des structures plus simples comme celle proposée au paragraphe suivant.

Cellule à fentes rectilignes couplées

Les cellules présentées ici ont aussi été développées dans le cadre de la thèse de Tony MAKDISSY. Elles consistent en l'utilisation de plusieurs fentes rectilignes chargées par des capacités mais dont seules certaines sont reconfigurables. Deux versions ont été développées : une à simple polarisation linéaire et une autre à double polarisation linéaire. Dans le cadre de la thèse de Tony MAKDISSY, les démonstrateurs réalisés ne comportaient pas de capacités réellement reconfigurables mais plusieurs versions avec différentes capacités fixes avaient été fabriquées pour valider le concept. La première cellule, à polarisation linéaire,

a cependant ensuite été utilisée avec une "vraie" capacité variable à base de matériaux ferroélectriques dans le cadre de la thèse de Kévin NADAUD.

La cellule à simple polarisation linéaire est constituée de 3 fentes rectilignes chargées par des capacités comme l'illustre la Figure 4.12. Seule la capacité de la fente centrale sera variable d'une cellule à une autre et permettra de modifier la phase de l'onde réfléchi. Les 2 fentes extérieures, identiques, sont ici utilisées pour obtenir une évolution plus douce de la variation de la phase en fonction de la fréquence et donc une plus large bande passante. Le principe est le même que pour la cellule en anneaux présentée précédemment, à savoir, l'association de plusieurs éléments résonants utilisés relativement loin de leur fréquence de résonance. Les fentes extérieures sont aussi chargées par des capacités, mais ces dernières sont fixes. Elles servent à rallonger artificiellement la longueur électrique des fentes afin de résonner plus bas en fréquence sans avoir besoin de les rallonger voire de les replier. La cellule a été développée dans un premier temps pour fonctionner autour de 5,35 GHz sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 2,17$ et d'épaisseur $h = 1,6$ mm, suspendu au-dessus d'un plan de masse par une cavité d'air de hauteur $h_{air} = 15,7$ mm. La taille de la cellule carrée est $m = 35$ mm. Notez que l'empilement du substrat et la dimension de la cellule étaient en fait imposés par le dispositif de mesure disponible au laboratoire. Les capacités sont réalisés sous la forme de 2 électrodes parallèles dont la longueur L_i règle la valeur.

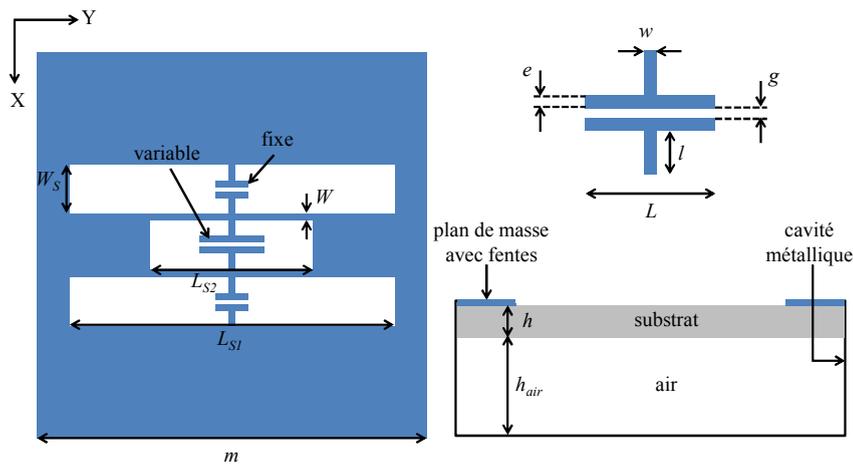


FIGURE 4.12 – Cellule à 3 fentes à simple polarisation linéaire.

Dans le cas d'un réseau passif, il suffit de modifier la capacité de la fente centrale en modifiant la longueur L_2 pour obtenir des phases réfléchies différentes. Afin de réaliser une preuve de concept, 4 cellules triples fentes à simple polarisation linéaire ont été conçues pour 4 valeurs de L_2 différentes, l'ensemble des autres dimensions ayant été optimisé au préalable (cf. Tableau 4.1). A partir de ces dimensions, les 4 valeurs de la longueur L_2 utilisées pour obtenir 4 états de phase uniformément répartis à 5,35 GHz sont les suivantes : $\{0,8 \text{ mm} ; 2,9 \text{ mm} ; 3,71 \text{ mm} ; 5,5 \text{ mm}\}$. La Figure 4.13 présente les résultats obtenus en simulations et en mesures. La bande passante mesurée, pour un écart-type de phase inférieur à 31° , est de 11,3 % (de 5 à 5,6 GHz). Notez que cette cellule a aussi montré de bonnes performances en incidence oblique à condition de définir la longueur L_2 pour les différents états non plus uniquement en fonction de la phase désirée mais aussi en fonction de l'angle d'incidence.

TABLE 4.1 – Dimensions des cellules passives triples fentes à simple polarisation linéaire (toutes les dimensions sont en mm).

L_{s1}	L_{s2}	W_s	W	l	w	e	g	L_1
10	21	5	0,2	2,2	0.5	0,2	0,2	1

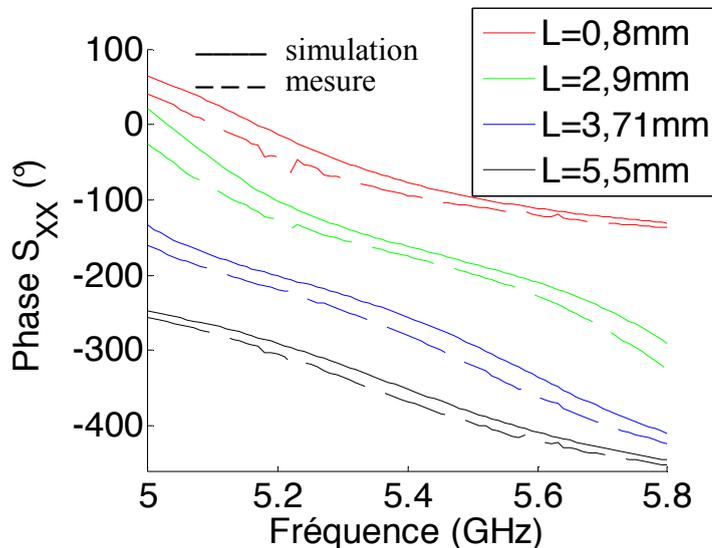


FIGURE 4.13 – Réponses fréquentielles simulées et mesurées pour les 4 cellules triples fentes passives à simple polarisation linéaire.

Si la cellule peut être utilisée en version passive pour un réseau complet en modifiant la longueur L_2 , l'utilisation de cette cellule pour la réalisation d'un réseau réflecteur reconfigurable implique l'intégration d'un système de contrôle. Cette intégration n'est pas des plus simples car il faut essayer de minimiser son impact sur le comportement en rayonnement de la cellule. Au niveau du réseau, c'est bien entendu, encore plus compliqué car il faut gérer le fait que toutes les cellules doivent être contrôlées indépendamment.

Dans le cadre de la thèse de Kévin NADAUD [Nad15], une solution de contrôle de la capacité de la fente interne a été proposée et mise en oeuvre à l'échelle de la cellule. Cette solution est basée sur l'utilisation de matériaux ferroélectriques de type BST (Titanate de Baryum et de Strontium), ce matériau présentant une accordabilité importante et des pertes relativement modérées. En outre, il a un champ coercitif⁵ faible ce qui permet de réduire l'effet d'hystérésis et donc la complexité du circuit de commande. Enfin, le pourcentage entre Baryum (Ba) et Strontium (Sr) peut être modifié ce qui permet de contrôler la température de Curie du matériau, c'est-à-dire la température à laquelle le matériau passe d'un comportement ferroélectrique à un comportement paraélectrique⁶. Dans le cadre de ses travaux, Kévin NADAUD a choisi un rapport Ba/Sr égal à 80/20 pour obtenir une température de Curie autour de 60° et par conséquent une forte accordabilité à température ambiante. La Figure 4.14 présente l'évolution de la partie réelle de la permittivité relative en fonction du champ appliqué sur le matériau élaboré par Kévin NADAUD pour diff-

5. Valeur du champ appliqué permettant d'obtenir une polarisation nulle.

6. Les matériaux ferroélectriques ont la propriété d'avoir une polarisation même en l'absence de champ extérieur. Cette polarisation disparaît dans la phase paraélectrique.

rentes fréquences. Les valeurs de champ appliqué sont comprises entre -430 kV/cm et $+430$ kV/cm. Ces valeurs correspondent à appliquer une tension de ± 40 V sur une couche de 925 nm d'épaisseur. Avec une telle variation du champ appliqué, un taux d'accordabilité⁷ η_r d'environ 60% est obtenu dans la gamme des GHz pour une valeur maximale de 350 . Les pertes diélectriques sont dans le même temps caractérisés par une valeur $\tan \delta = 0,02$.

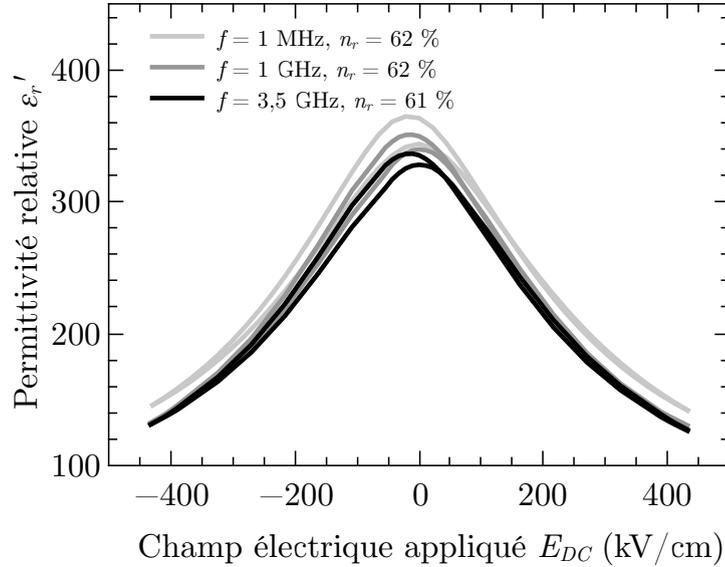


FIGURE 4.14 – Réponses fréquentielles simulées et mesurées pour les 4 cellules triples fentes passives à simple polarisation linéaire.

Ce matériau ferroélectrique a donc été utilisé pour réaliser une capacité variable dans la fente centrale de la cellule triples fentes. La cellule finale avec son circuit de polarisation est présentée en Figure 4.15(a) et l'empilement diélectrique utilisé en Figure 4.15(b). Ce dernier est ainsi fait en raison de la structure en guide d'ondes disponible au laboratoire et utilisée pour les mesures. Le substrat d'Alumine a une permittivité relative de $9,8$, des pertes diélectriques de 4.10^{-4} et une hauteur h_{sub} de $508 \mu\text{m}$. Le PCB utilisé est un substrat de type Rogers (permittivité relative de $2,17$, $\tan \delta = 9.10^{-4}$ et épaisseur de $1,6$ mm). La distance avec le plan de masse est $d = 15,7$ mm. Les autres dimensions de la cellule sont regroupées dans le Tableau 4.2. La zone de dépôt du matériau ferroélectrique est limitée à un carré de 1 mm^2 pour minimiser les pertes qu'il apporte.

TABLE 4.2 – Dimensions de la cellule triple fentes reconfigurable à base de matériau ferroélectrique (toutes les dimensions sont en mm).

L_{s1}	L_{s2}	$W_{s1} = W_{s2}$	e_f	W_i	S_i
8	18	5	3	1	0,4
L_c	m	$W_f = W_c$	$S_e = W_{cond}$	W_{capa}	S_{capa}
3,5	2,5	4	0,03	0,19	0,007

Les Figures 4.16 (a) et (b) présentent respectivement la phase et l'amplitude réfléchies

7. η_r est défini comme étant la différence entre la partie réelle de la permittivité relative au champ coercitif et au champ maximum divisée par celle au champ coercitif.

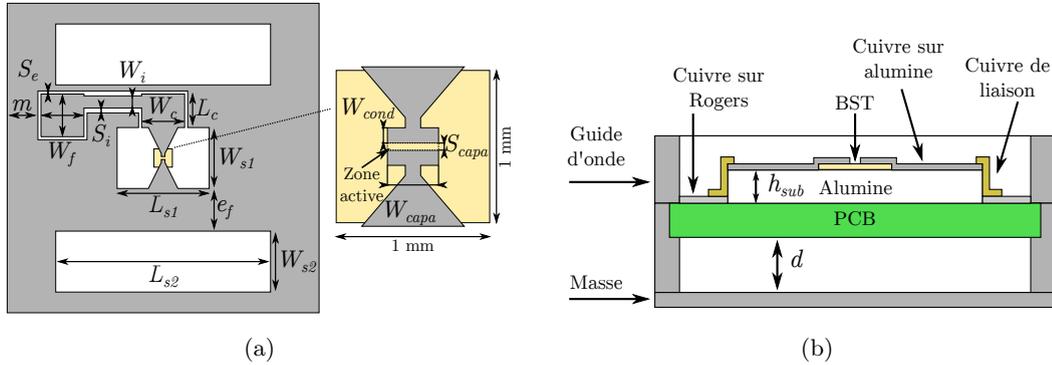


FIGURE 4.15 – Cellule triple fentes à capacité variable de type ferroélectrique.

mesurées en fonction de la fréquence. On obtient bien une variation importante du comportement en phase en fonction du champ appliqué. Les pertes associées sont elles très importantes. Il serait toutefois possible de minimiser fortement ces pertes en améliorant la rugosité de la métallisation par utilisation de couche de lissage et en augmentant sa conductivité en passant à un dépôt par évaporation comme cela avait été montré par Kévin NADAUD dans le cas d'une cellule simple fente développée avant la version triple fente. Les pertes resteraient cependant toujours de l'ordre de quelques dB rendant de telles solutions peu pertinentes pour une utilisation à l'échelle d'un réseau complet.

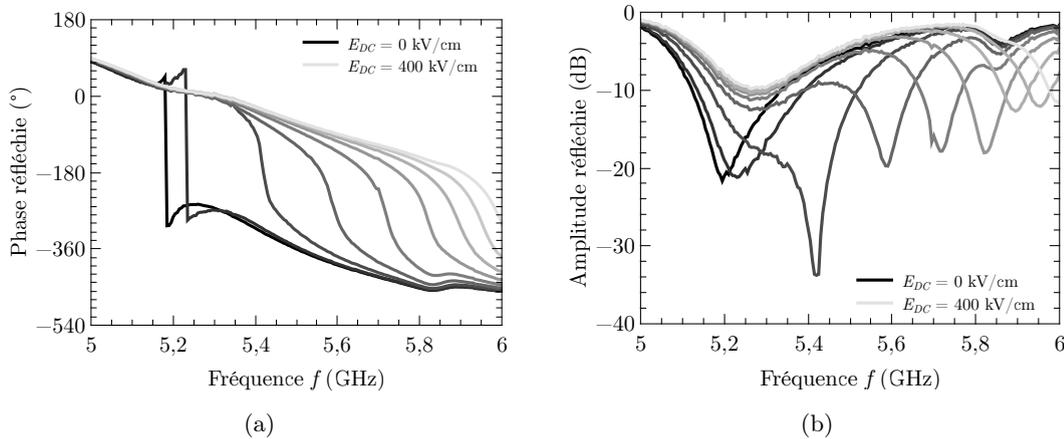


FIGURE 4.16 – Cellule triple fentes à capacité variable de type ferroélectrique.

Au-delà des problèmes associés à la commande des capacités variables (pertes, intégration du système de commande, etc.), les des intérêts de cette topologie de cellules est qu'elle peut être facilement étendue à une utilisation en double polarisation linéaire. La Figure 4.17 présente le schéma de principe de la cellule dans cette configuration à double polarisation linéaire. Le principe consiste à considérer la cellule triple fentes initiale (entourée en rouge) dans un réseau infini d'éléments identiques comme une cellule à 4 fentes (entourée en vert), la fente centrale initiale étant coupée en 2 moitiés positionnées de part et d'autre de la limite d'une maille. En ajoutant alors un second groupe de fentes rectilignes perpendiculairement au premier pour obtenir un fonctionnement en double polarisation linéaire. A l'image de ce qu'il avait fait dans le cas des cellules à simple polarisation linéaire, Tony MAKDISSY a conçu et optimisé des cellules à double polarisation linéaire pour différentes

valeurs des capacités des fentes les plus courtes (situées à l'extérieure de la cellule ici) permettant le principe de reconfiguration. Les résultats obtenus en simulation et en mesure étaient tout aussi satisfaisants que dans le cas à simple polarisation.

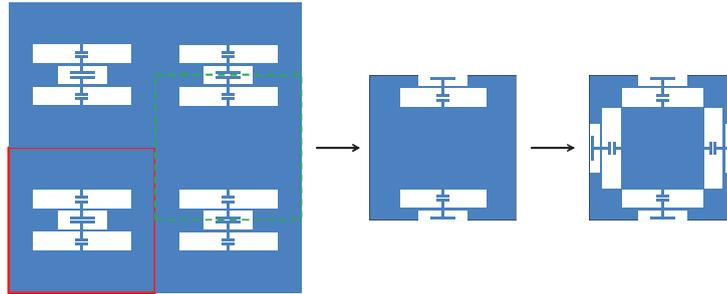


FIGURE 4.17 – Évolution de la cellule triple fentes d'une polarisation linéaire simple à double.

4.1.3 Conclusion et perspectives

Depuis mon arrivée à l'IETR, j'ai donc pu participé à plusieurs travaux sur la thématique des réseaux réflecteurs reconfigurables. Ces différentes études nous ont permis de mettre un certain nombre de choses en évidence pour optimiser les performances des cellules et des réseaux. La première d'entre elles est la nécessité de rester sur des cellules relativement simples et à résonance multiple à l'image des cellules triples fentes ou des cellules Phoenix sur lesquelles nous travaillons désormais.

Au-delà des performances intrinsèques des cellules, l'un des problèmes majeurs pour la réalisation de réseaux reconfigurables est l'intégration des systèmes de commande des éléments d'accord. Plusieurs pistes sont étudiées pour minimiser ce problème. En premier lieu, il est tout à fait envisageable d'utiliser des réseaux réflecteurs de taille "réduites" en tant que source de réflecteurs de plus grande taille afin d'obtenir une couverture formée avec un gain relativement important. En ce qui me concerne, je m'attache plus à travailler sur les techniques de reconfiguration des cellules que sur l'utilisation des réseaux en eux-mêmes. Pour la suite de mes travaux sur le sujet, je souhaite mettre en avant 2 directions principales :

- *La reconfiguration mécanique* des cellules par modification de la distance séparant le motif imprimé du plan de masse. Ces travaux sont au coeur de la thèse de Claire BENTEYN que je co-encadre à l'IETR avec Raphaël GILLARD dans le cadre du projet européen REVOLVE (cf. Sous-section. 3.5.5). L'idée est de déformer le plan de masse sous la cellule en utilisant des membranes souples. Toutes les études mécaniques sont du ressort de la société LSS (*Large Scale Structure* – Allemagne). De notre côté, l'objectif est de modéliser l'impact de la variation de cette distance sur la phase introduite par une cellule et sur la dispersion associée, d'optimiser la distance initiale entre la cellule et le plan de masse et l'excursion maximale nécessaire à l'obtention d'une gamme de phases suffisante et de montrer la faisabilité du concept en l'appliquant à la réalisation d'un réseau réflecteur permettant d'obtenir 2 ou 3 couvertures formées proposées par notre partenaire industrielle Thales Alenia Space.
- *La reconfiguration optique* en utilisant des matériaux à transition de phase isolant-

métal tel que le Dioxide de Vanadium (VO_2). Ces matériaux peuvent passer d'un état d'isolant à un état métallique (plus ou moins bon) sous l'effet d'une activation électrique, thermique ou optique. L'utilisation de ce dernier type de reconfiguration permettrait de séparer plus aisément les signaux d'information et de contrôle qui sont dans le cas d'une activation électronique tous 2 de même type. Bien entendu, d'autres problèmes se poseront et un gros travail d'ordre technologique notamment (et donc en dehors de mes compétences) est en cours actuellement dans différents laboratoires en France et dans le monde. De notre côté, le premier travail consistera à montrer la faisabilité et l'intérêt d'une telle solution pour la réalisation de réseaux reconfigurables et ensuite d'utiliser à bon escient les spécificités de cette technologie pour proposer des structures originales. Ces travaux devraient être abordés dans le cadre du projet ANR MUFRED dans lequel je suis impliqué avec Ronan SAULEAU et aussi dans le cadre d'une jeune mais prometteuse collaboration avec la toute aussi jeune et prometteuse société TE-OX spécialisée dans le développement de composants à base de VO_2 .

4.2 Réseaux réflecteurs passifs

Si mes premiers travaux sur les réseaux réflecteurs ont surtout concerné les aspects reconfiguration en rayonnement, il reste encore de nombreuses choses à faire sur les structures passives. En effet, ces réseaux restent, en mono-couche notamment, toujours confrontés à des problèmes majeurs en terme de bande passante ou de synthèse par exemple. Nous avons cherché à aborder ces 2 sujets ces dernières années et nous nous sommes basés pour cela sur la cellule Phoenix issue des travaux de Raphaël GILLARD et Renaud LOISON [MGP⁺11]. Cette topologie offre une évolution géométrique progressive à un ou plusieurs éléments résonants et un retour à son état initial après un cycle complet de phase évitant ainsi une rupture géométrique abrupte (cf. Figure 4.18). On obtient ainsi un comportement peu dispersif en fréquence et une évolution géométrique douce d’une cellule à sa voisine ce qui contribue à minimiser la dégradation du diagramme de rayonnement [MGL07].

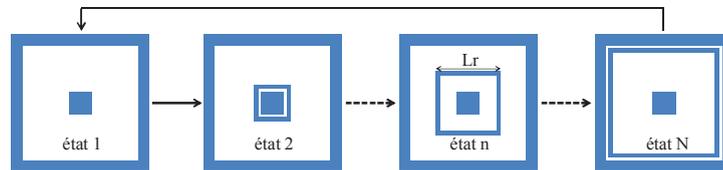


FIGURE 4.18 – Cycle complet d’une cellule Phoenix.

Les travaux que j’ai encadrés sur le sujet ont conduit à proposer tout d’abord une variante de la cellule Phoenix afin d’essayer d’augmenter encore la bande passante et ensuite une méthode de synthèses de ces cellules en cherchant à minimiser au maximum l’utilisation de simulations électromagnétiques coûteuses en temps de calcul. Ces 2 aspects sont présentés ci-dessous.

4.2.1 Cellules déphaseuses large bande

Différentes variantes de cette cellule Phoenix ont été développées au sein du laboratoire pour proposer différents comportements en terme de dispersion, de tenue en incidence oblique, de simplicité de design, etc. Ainsi, au cours des travaux de thèse de Tony MAK-DISSY, nous avons proposé une variante qui implique initialement 2 phases successives (cf. Figure 4.19), la première consistant à faire croître 2 dipôles métalliques croisés jusqu’à ce que les brins de la croix atteignent les extrémités de la cellule et rejoignent donc ceux des cellules voisines formant ainsi une grille, et la seconde consistant à réduire l’épaisseur des rubans métalliques constituant cette grille jusqu’à revenir à une cellule dénuée de tout élément imprimé. La Figure 4.20 permet d’avoir une idée de l’implémentation au niveau du réseau dans chacune des 2 phases. L’augmentation progressive de la taille de la croix (avec un rapport longueur sur largeur constant mais optimisable) dans la première partie du cycle permet de décaler la réponse en phase vers les basses fréquences assurant une première gamme de phases. La seconde partie permet d’obtenir la gamme de phases complémentaires en poursuivant le décalage de la réponse en phases vers les basses fréquences. Les 2 phases géométriques correspondent aussi à 2 phases électriques puisque la première phase a un schéma équivalent de type résonateur LC série (phase de 180° à la résonance), et la seconde de type résonateur LC parallèle (phase de 0° à la résonance). En utilisant chaque phase en dehors de sa résonance, on bénéficie naturellement d’une variation douce

de la phase en fonction de la fréquence et le passage d'une phase à l'autre permet théoriquement d'obtenir une gamme de phases complète.

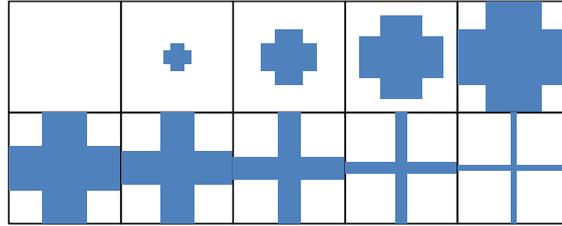


FIGURE 4.19 – Évolution de la géométrie de la cellule proposée sur un cycle complet.

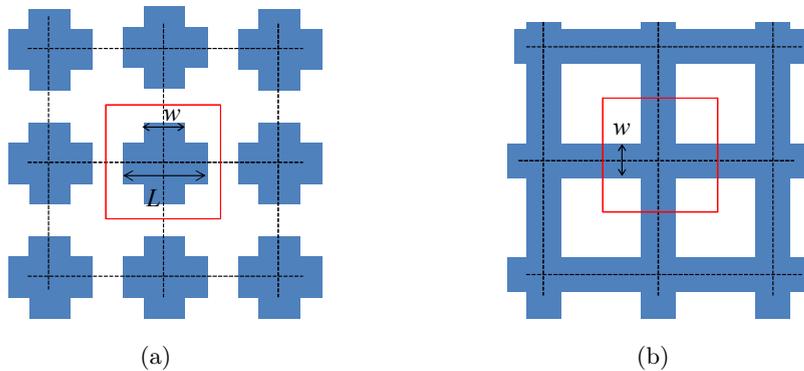


FIGURE 4.20 – Cellule unitaire au sein d'un réseau pour les 2 parties du cycle proposé : (a) croix de longueur L et de largeur w et (b) grille métallique de largeur w .

Pour explorer plus profondément les potentialités de cette variante des cellules Phoenix, un ensemble de cellules de chacune des 2 phases géométriques a été simulé sous HFSS. Les cellules considérées présentent les caractéristiques suivantes (cf. Figure 4.21) :

- Pas de cellule : $L_c = \lambda_0/2 = 12$ mm à 12,5 GHz ;
- Substrat Duroïd de permittivité relative $\varepsilon_r = 2,17$ et d'épaisseur $h = 4$ mm (soit environ $\lambda/4$ à 12,5 GHz) ;
- Cellule placée dans un réseau infini périodique et illuminée sous incidence normale.

Pour un rapport L/w égal à 2 dans la première phase du cycle, la Figure 4.22 présente l'évolution fréquentielle de la phase réfléchiée par la cellule pour différentes valeurs de w au cours du cycle complet. En se restreignant à des largeurs de ruban métallique supérieures à $150 \mu\text{m}$, on obtient une gamme de phases de 300° à 12,5 GHz pour une dispersion fréquentielle maximale à cette fréquence de $26^\circ/\text{GHz}$ et inférieure à $45^\circ/\text{GHz}$ de 7,5 à 14,5 GHz. Ce cycle initial ne permet donc pas de couvrir une gamme complète de 360° en raison de la limite minimale imposée sur la largeur des rubans métalliques. Bien entendu, on pourrait envisager des largeurs plus fines, mais les contraintes technologiques nous limiteraient forcément à un moment ou à un autre. D'autres paramètres permettent cependant de limiter la gamme de phases non couvertes. Ainsi, en utilisant un substrat plus fin et une taille de maille plus petite, il est possible de couvrir une plus grande gamme de phases. Cependant, ceci entraîne aussi une augmentation de la dispersion fréquentielle et donc une diminution de la bande passante.

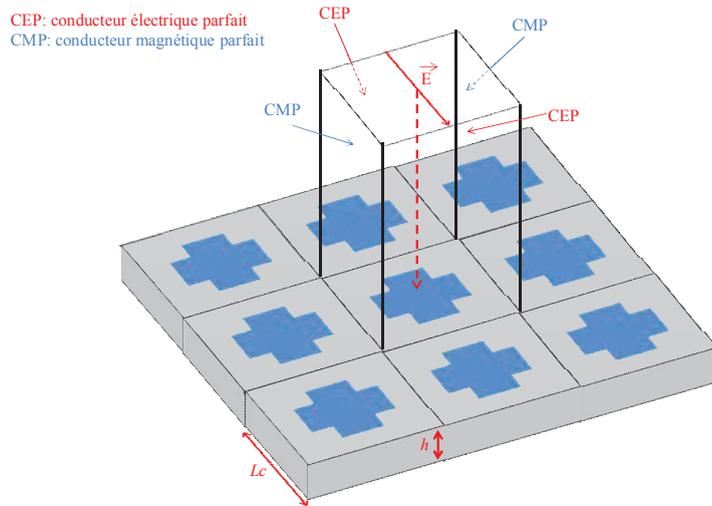


FIGURE 4.21 – Cellule unitaire au sein d’un réseau périodique sous incidence normale.

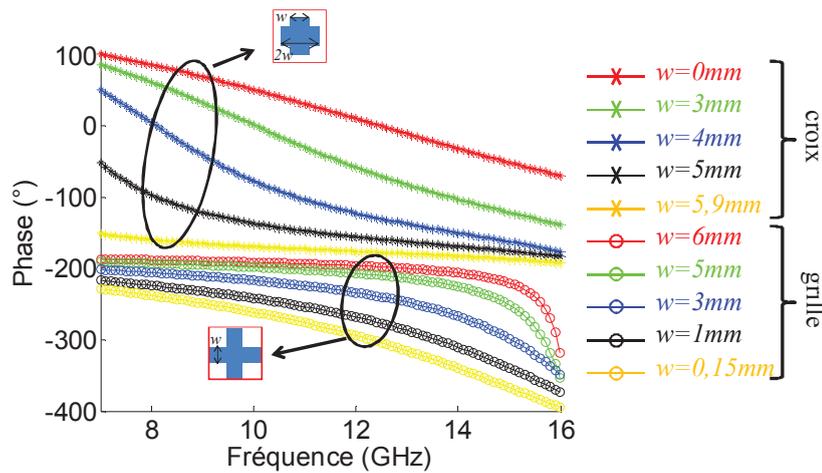


FIGURE 4.22 – Réponse en phase en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de w sur l’ensemble du cycle.

Afin de compléter le cycle, une solution a été proposée pour augmenter l’effet inductif sans passer par une diminution de la largeur des rubans. Il s’agit d’introduire une troisième partie au cycle proposé jusqu’à présent. Lorsqu’on atteint la largeur de grille la plus étroite, on vient allonger la longueur parcourue par le courant en introduisant un méandre comme présenté sur la Figure 4.23. La forme choisie permet de maintenir la symétrie de la structure afin de ne pas détériorer les performances en rayonnement de la cellule et en particulier les niveaux de polarisations croisées. Comme le montre la Figure 4.24, on peut alors obtenir une gamme de phase complète de 360° à 12,5 GHz avec une dispersion maximale de $32^\circ/\text{GHz}$ à cette fréquence et une dispersion inférieure à $45^\circ/\text{GHz}$ de 10 à 15 GHz. On constate cependant une diminution de la bande passante due à l’accroissement de la dispersion fréquentielle avec l’augmentation de la longueur l du méandre.

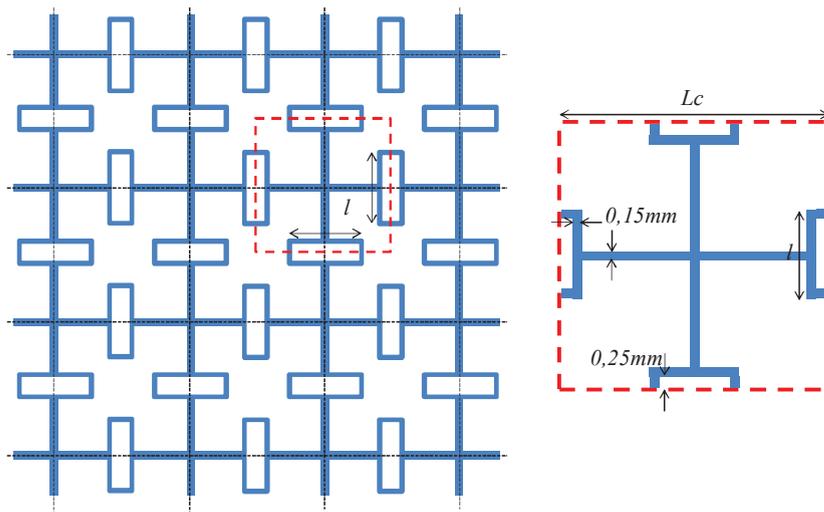


FIGURE 4.23 – Réseau avec cellule unitaire à méandres de longueur l .

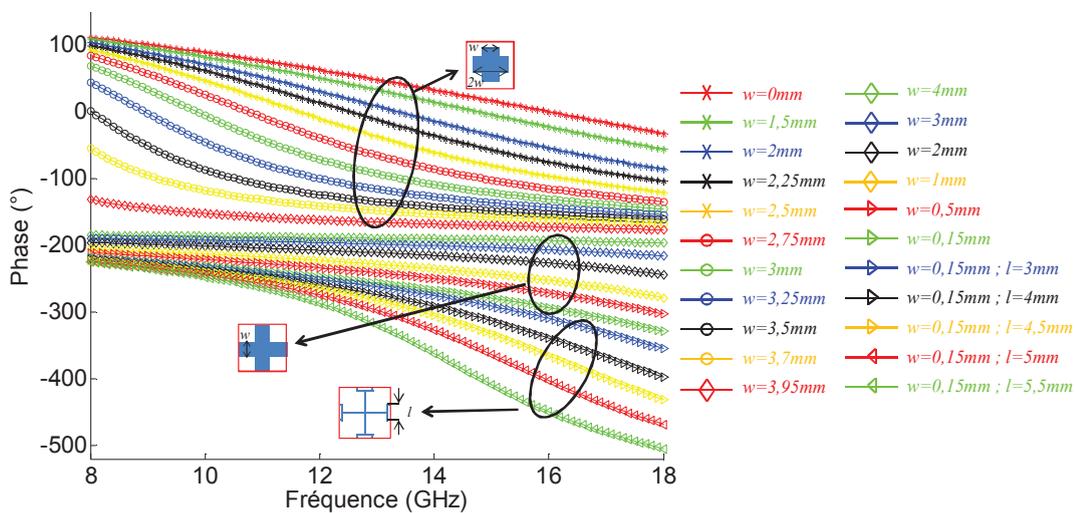


FIGURE 4.24 – Réponse en phase en fonction de la fréquence du cycle évolué pour $L_c = 8$ mm, $\varepsilon = 2,17$ et $h = 3,175$ mm.

Notez que cette cellule a également été étudiée sous incidence oblique, plus fidèle à une utilisation réelle, et pour une polarisation linéaire⁸. Tony MAKDISSY a montré que, si pour une des 2 polarisations, les réponses en phase du cycle complet ont un comportement similaire à celui obtenu en incidence normale, ce n'est pas le cas pour la seconde polarisation. En effet, dans la partie du cycle de type grille avec ou sans méandres, des résonances abruptes apparaissent en bord de bande réduisant cette dernière de manière importante. Ces résonances parasites, connues sous le nom d'"anomalies de Wood" [SVH01], sont dues au couplage entre les modes de Floquet excités dans la structure périodique du réseau et des ondes de surface apparaissant dans l'empilement de l'antenne. Il a été montré dans [PS84] que la réduction de la taille de la maille permet de retarder l'arrivée de ces anomalies. Cependant, cette réduction de taille de maille peut limiter la gamme de phases réalisables et compliquer l'intégration d'éléments de contrôle dans le cas des cellules reconfigurables.

4.2.2 Outils de synthèse

La conception de réseaux réflecteurs passifs commence par la connaissance de la loi de phase à appliquer sur les différentes cellules, c'est-à-dire la phase que chacune d'entre elles doit ajouter à l'onde incidente pour obtenir le diagramme de rayonnement voulu. Chaque cellule doit alors être conçue une-à-une. Les techniques actuelles reposent essentiellement sur la conception de bases de données regroupant les caractéristiques électriques d'un certain nombre de cellules (d'une même topologie ou non) en fonction de leur géométrie. Des outils à base de réseaux de neurones par exemple peuvent alors être mis en place pour obtenir une approximation du comportement de n'importe quelle autre cellule [RZER12, Ric18]. Cependant, ce type d'outils nécessite une base initiale de données obtenue en réalisant des simulations électromagnétiques pour chaque cellule, simulations relativement coûteuses en temps de calcul. En outre, cette base de données doit être refaite entièrement si on vient à changer la plage de fréquences ou encore la topologie des cellules.

Nous avons donc cherché, dans le cadre de la thèse d'Alexandre GROSSETETE, à développer une méthode de synthèse purement analytique. Pour cela, 2 points doivent être résolus : le développement d'un modèle analytique fiable de la cellule unitaire d'une part et la détermination des caractéristiques de ce modèle pour chaque loi de phases à réaliser.

Modèle analytique d'une cellule unitaire

La modélisation proposée par Alexandre GROSSETETE se base sur les méthodes multimodales développées par le GMUS⁹ (Séville, Espagne) qui permettent de prédire le comportement de surfaces périodiques de type FSS (*Frequency Selective Surface*) pour des motifs en 1 (ruban, fente) [RBMMM12] ou 2 dimensions (patch, grille) [RBMM13] ou plus complexe (anneau métallique) [MGVMRB15]. Nous avons commencé nos études par le cas simple d'un ruban métallique avant de monter en complexité en travaillant ensuite sur des motifs de type patch ou grille. Dans chaque cas, un ou plusieurs exemple(s) de réseau a (ont) été développé(s) en se basant sur une synthèse purement analytique.

8. De part sa géométrie, cette cellule peut être utilisée en double polarisation linéaire.

9. Grupo de Microondas de la Universidad de Sevilla ou Microwave Group of the University of Sevilla en anglais

Cas d'un ruban métallique

Le premier motif étudié est présenté en Figure 4.25. Il s'agit d'un ruban métallique de largeur w invariant dans la direction y . La cellule est supposée être dans une structure infinie périodique et être illuminée en incidence normale par une onde plane orientée suivant l'axe y . En se basant sur les études menées par le GMUS et en se plaçant en régime quasi-statique (qs)¹⁰, le ruban métallique est assimilé à une inductance parallèle comme présentée sur le schéma équivalent de la cellule en Figure 4.26.

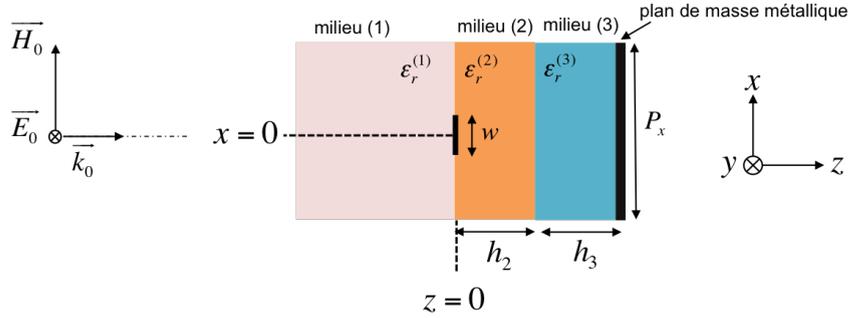


FIGURE 4.25 – Cellule unitaire à ruban métallique.

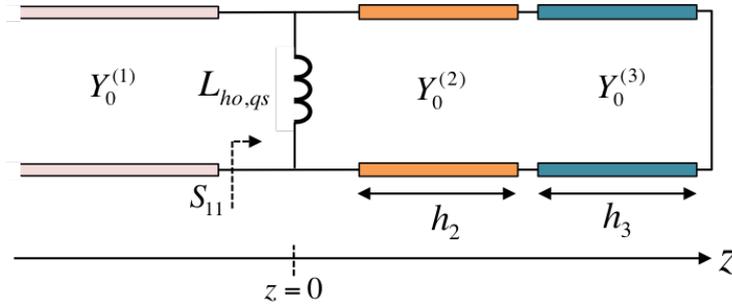


FIGURE 4.26 – Circuit équivalent en régime quasi-statique de la cellule de la Figure 4.25.

La valeur de l'inductance parallèle est obtenue en prenant en compte la contribution de chaque harmonique d'ordre supérieur (os) par :

$$L_{ho,qs} = \frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{Y_{n,os}^{in,(G)} + Y_{n,os}^{in,(D)}} \left| \frac{\tilde{J}_{s,n}}{\tilde{J}_{s,0}} \right|^2 \quad (4.3)$$

où $Y_{n,os}^{in,(G)}$ et $Y_{n,os}^{in,(D)}$ sont les admittances ramenées respectivement à gauche et à droite de la discontinuité pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique (cf. Figure 4.27) et le rapport $\frac{\tilde{J}_{s,n}}{\tilde{J}_{s,0}}$ est son coefficient d'excitation, obtenu à partir de la distribution de courant électrique sur le ruban métallique. Dans le cas présent, le courant électrique est majoritairement concentré sur les

10. Ceci implique qu'on se place suffisamment en amont de la fréquence de coupure du premier mode supérieur. Cette hypothèse est réaliste ici car la taille de la maille utilisée dans notre étude implique que la fréquence de coupure du premier mode supérieur (37,5 GHz ici) est rejetée très loin de la fréquence de travail (12,5 GHz).

bords du ruban et la distribution du courant électrique, $\vec{J}_s(x)$, est donnée par :

$$\vec{J}_s(x) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x}{w}\right)^2}} \hat{y} \quad -\frac{w}{2} < x < \frac{w}{2} \quad (4.4)$$

On montre alors que le coefficient d'excitation du $n^{\text{ième}}$ harmonique est :

$$\frac{\tilde{J}_{s,n}}{\tilde{J}_{s,0}} = J_0\left(\frac{k_n w}{2}\right) \quad (4.5)$$

où $J_0(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et $k_n = 2n\pi/P_x$ le nombre d'onde de l'harmonique n .

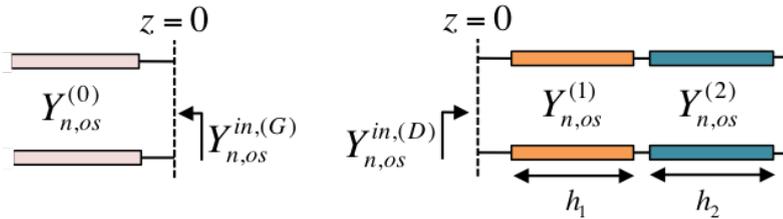


FIGURE 4.27 – Admittances ramenées à gauche et à droite de la discontinuité pour l'harmonique n .

Il est alors possible d'obtenir analytiquement les valeurs de l'inductance $L_{ho,qs}$ en fonction de la largeur du ruban w . A titre d'exemple, si le milieu 1 est une couche d'air ($\varepsilon_r^{(1)} = 1$), le milieu 2 une couche diélectrique de type Rogers RO4003C ($\varepsilon_r^{(2)} = 3,55$) d'épaisseur $h_2 = 508 \mu\text{m}$ et le milieu 3 une nouvelle couche d'air ($\varepsilon_r^{(3)} = 1$) d'épaisseur $h_3 = 8 \text{ mm}$ (cf. Figure 4.25), la Figure 4.28 présente l'évolution de cette inductance en fonction de w pour un pas de maille $P_x = \lambda_0/4$ à 12,5 GHz, soit 6 mm. Le comportement est bien celui attendu avec une inductance forte pour des rubans fins et une décroissance progressive avec l'augmentation de w . La remontée visible pour des valeurs de w proche de P_x n'a pas lieu d'être et est due à la précision du modèle.

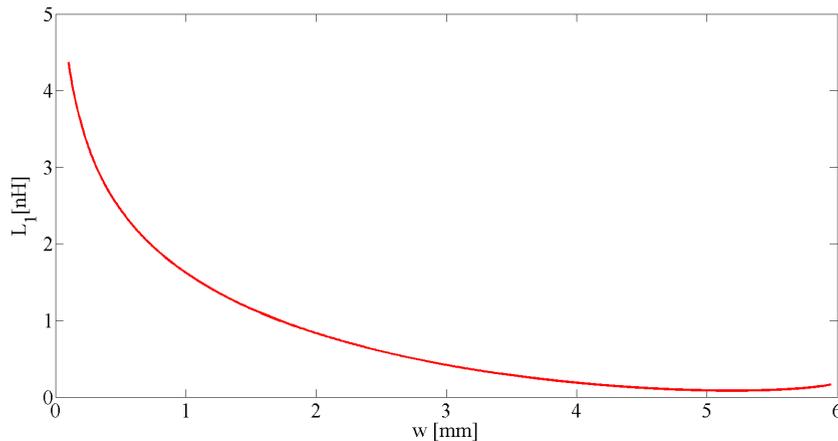


FIGURE 4.28 – Évolution de l'inductance en fonction de la largeur du ruban métallique pour la cellule de la Figure 4.25.

A partir de ce modèle, il est relativement simple d’extraire la phase réfléchie par la cellule pour les différentes valeurs de l’inductance et donc de la largeur du ruban sans passer par une simulation électromagnétique. Nous avons ainsi déterminé la gamme des phases réalisables pour ce même empilement diélectrique, pour des largeurs du ruban métallique, w comprises entre 0,1 et 6 mm et pour différentes valeurs de la hauteur, h_3 , du milieu 3, et comparé les valeurs obtenues à celles issues de simulations électromagnétiques sous HFSS (cf. Figure 4.29). En augmentant h_3 , on augmente la gamme de phases et on peut ainsi atteindre 340° pour $h_3 = 11$ mm. Cependant, pour de telles épaisseurs du milieu (3), la réponse en phase devient particulièrement sensible à la largeur du ruban et la moindre erreur due au modèle ou à la précision technologique entraînerait une importante erreur sur la phase introduite par la cellule. Nous nous sommes donc imposés une valeur h_3 de 8 mm qui nous permet de couvrir de manière très progressive la gamme de phases comprises entre 0° et 180° .

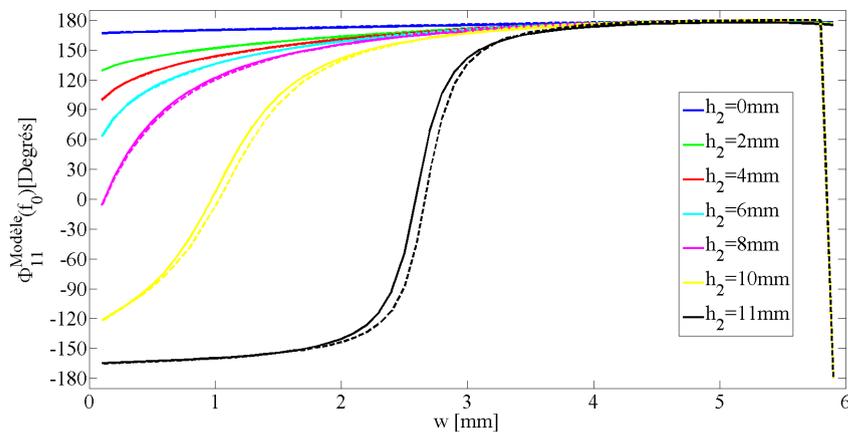


FIGURE 4.29 – Réponses en phase issues du modèle (en traits continus) et de simulations électromagnétiques sous HFSS(en traits discontinus) à 12,5 GHz en fonction de la largeur du ruban métallique pour la cellule de la Figure 4.25.

Pour montrer l’intérêt de cette méthode analytique, nous avons synthétisé un panneau réflecteur permettant, à partir d’une illumination en incidence normale par une onde plane orientée suivant y , de produire un diagramme de rayonnement directif (cf. Figure 4.30). L’objectif étant ici surtout de valider la méthode, nous avons choisi un cas simple avec une inclinaison du lobe principal de -10° par rapport à la direction normale au plan (soit $\theta_x = 100^\circ$ sur la Figure 4.30) et une ouverture à -3 dB de 10° à 12,5 GHz. Avec une taille de maille $P_x = \lambda_0/4 = 6$ mm, ces spécifications nous conduisent à un réseau linéaire de $N = 20$ cellules avec un pas de phase entre 2 cellules consécutives $\alpha = -15,6^\circ$.

La loi de phase pour ces spécifications implique que les cellules unitaires doivent réaliser des phases allant de -156° (cellule 1) à $140,4^\circ$ (cellule 20). La cellule étudiée ici ne couvrant que les phases comprises entre 0° et 180° , nous avons choisi de décaler la première moitié du panneau d’une hauteur $h_1 = \lambda_0/4 = 6$ mm par rapport à la seconde moitié comme le montre la Figure 4.31 ; ce qui revient à décaler les phases de cette première moitié du réflecteur de -180° par rapport au plan de référence. L’ensemble des phases sera alors réalisables en utilisant uniquement la cellule à ruban métallique avec une hauteur d’air du milieu 3 de 8 mm (cf. Figure 4.25).

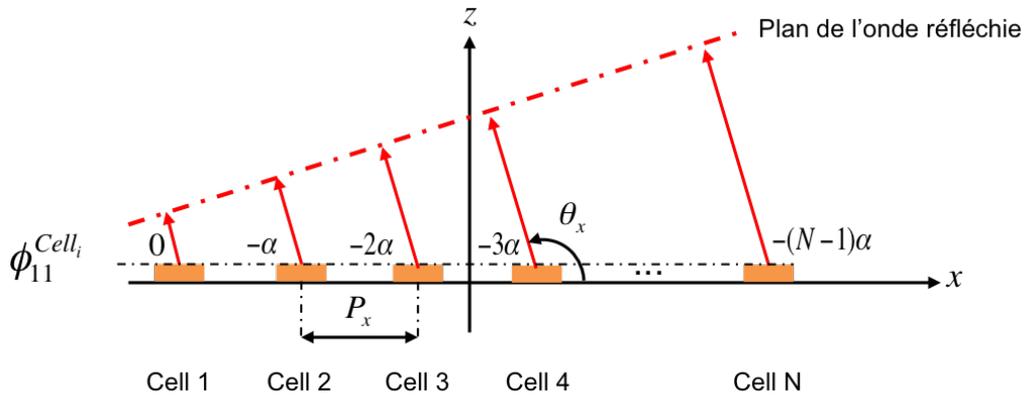


FIGURE 4.30 – Principe de fonctionnement d’un réflecteur linéaire.

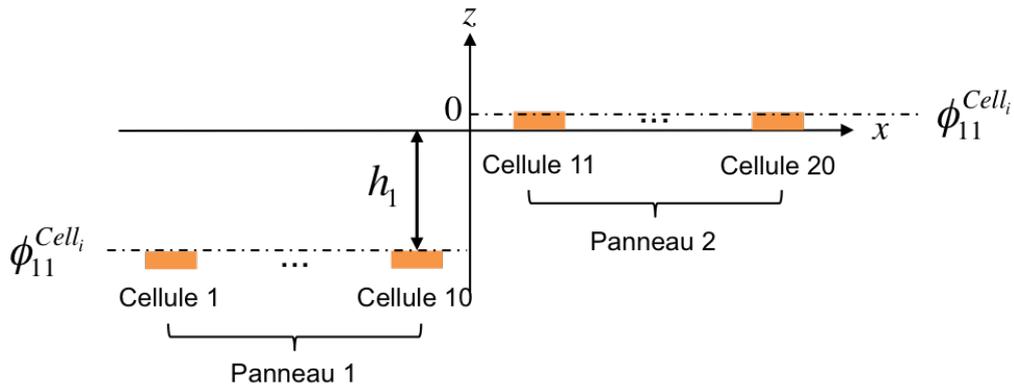


FIGURE 4.31 – Principe du réflecteur linéaire à 2 niveaux.

En utilisant la méthode proposée ici, le réflecteur a été synthétisé, c’est-à-dire que la largeur du ruban w a été déterminée pour chaque cellule unitaire afin d’obtenir la loi de phase souhaitée. À titre de première validation, la Figure 4.32 présente une comparaison entre les phases obtenus à partir du schéma équivalent et les phases obtenues via une simulation électromagnétique sur HFSS avec les largeurs des rubans obtenus analytiquement. L’erreur est inférieure à 1° pour l’ensemble des cellules.

Le réflecteur final est présenté en Figure 4.33. On identifie bien les 2 panneaux décalés de $\lambda_0/4$, le plan de référence de phase étant au niveau de la métallisation du panneau le plus haut. La Figure 4.34 présente le facteur de réseau et le diagramme obtenu par simulation électromagnétique mais en utilisant les largeurs de ruban obtenues analytiquement. Une très bonne corrélation est obtenue sur le lobe principal, mais une forte dissymétrie est visible sur les lobes secondaires. Alexandre GROSSETETE a montré durant sa thèse que cette dissymétrie est liée à la diffraction de l’onde sur la marche d’escalier séparant les 2 niveaux du réflecteur. Toutefois, même si ce réflecteur ne présente pas des performances radioélectriques particulièrement remarquables, sa conception a permis de valider la méthode de synthèse analytique proposée sur le cas simple d’une cellule de type ruban métallique.

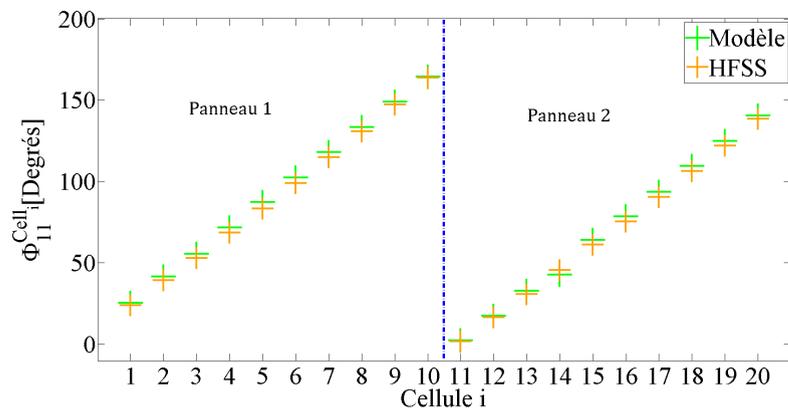


FIGURE 4.32 – Comparaison entre les phases obtenues par le modèle et par la simulation HFSS.

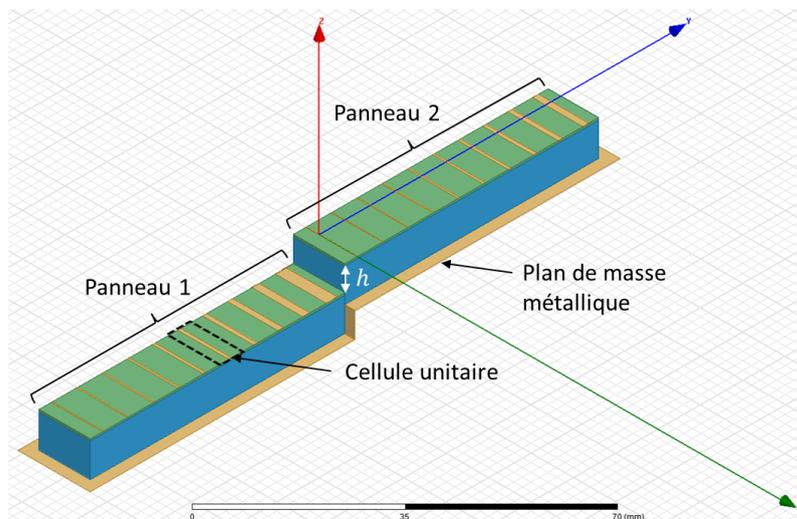


FIGURE 4.33 – Vue en 3 dimensions du réflecteur conçu.

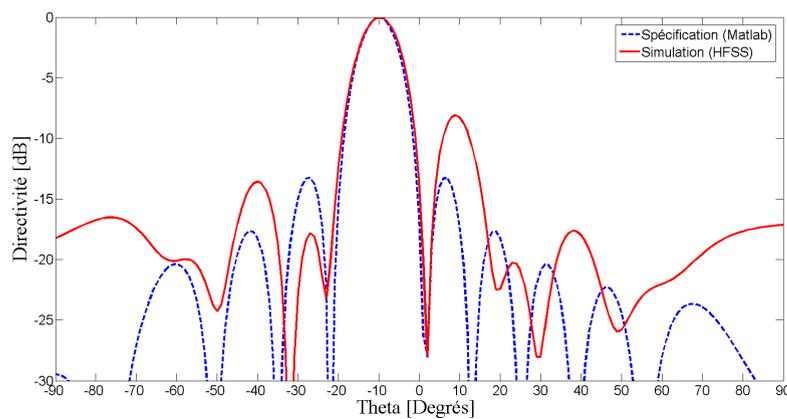


FIGURE 4.34 – Diagramme de rayonnement obtenu par simulation HFSS et facteur de réseau.

Cas de cellules à 2 dimensions

Suite à cette étape de validation sur le cas simple du ruban métallique, nous avons cherché à étendre cette méthode pour des motifs à 2 dimensions de type patch ou grille métallique (cf. Figure 4.35). Ces 2 motifs constituent le premier niveau de ce que nous appelons les familles capacitive (patches ou anneaux métalliques) et inductive (ouvertures ou fentes annulaires) respectivement des cellules Phoenix présentées en Figure 4.18.

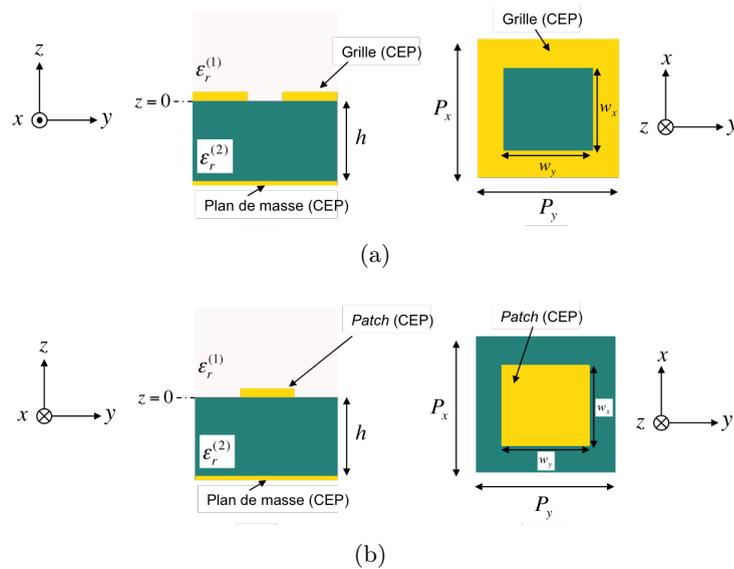


FIGURE 4.35 – Géométrie des cellules unitaires de type (a) grille ou (b) patch.

Comme pour le cas d'un ruban métallique, Alexandre GROSSETETE s'est appuyé sur les travaux du GMUS [RBMM13] et les a appliqués au cas des réseaux réflecteurs. Il a ainsi défini les schémas équivalents de chaque motif et les équations analytiques régissant chaque paramètre en se plaçant à nouveau en régime quasi-statique. Les schémas équivalents sont donnés en Figure 4.36. Sur ces figures, le paramètre de transformation N_0 représente le coefficient d'excitation du mode fondamental à un réseau parallèle de lignes de transmission, chacune de ces lignes étant associée à un harmonique d'ordre supérieur. Dans le cas présent, N_0 est égal à 1, l'énergie de l'onde incidente étant normalisée à cette même valeur. Les valeurs des inductances et capacités de ces schémas équivalents peuvent être obtenues analytiquement [Gro18] en prenant en compte l'ensemble des harmoniques d'ordre supérieur. Il est ainsi possible de tracer l'évolution des inductances et des capacités dans les 2 cas en fonction de la largeur $w = w_x = w_y$ de l'ouverture dans le premier cas (grille) ou du patch dans le second.

Les réponses en phase ont alors pu être obtenues à partir de ce modèle et comparées aux réponses en phase obtenues par simulation électromagnétique sur HFSS (cf. Figure 4.37). Les résultats présentés ici correspondent à une fréquence $f_0 = 12,5$ GHz, un pas de maille $P_x = P_y = \lambda_0/4 = 6$ mm et une largeur de l'ouverture ou du patch, $w = w_x = w_y$, comprise entre 0,1 et 5,95 mm. Dans le cas d'un motif de type patch, on obtient une assez bonne corrélation entre le modèle et les simulations électromagnétiques avec une erreur toujours inférieure à 20° (et même inférieure à 10° pour une largeur de patch inférieure à 4,8 mm). Par contre, dans le cas du motif de type grille, l'erreur devient importante pour

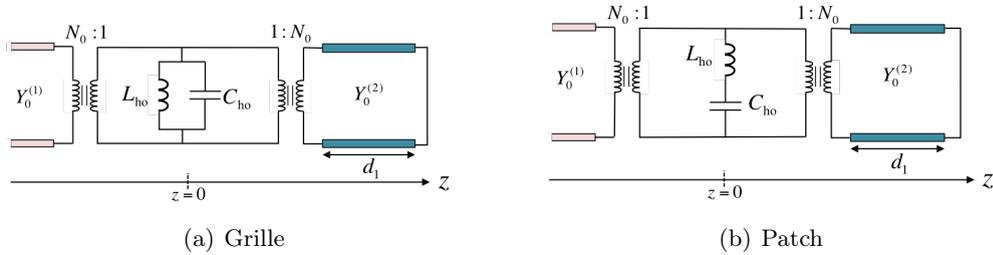


FIGURE 4.36 – Schémas équivalents en régime quasi-statique associés aux cellules de la Figure 4.35.

des grilles très fines (ou une ouverture très grande) et atteint 67° pour la grille la plus fine. Comme nous le verrons par la suite, ces erreurs ne sont pas sans conséquences sur les performances du réseau.

A partir de ces résultats, 3 réseaux réflecteurs ont été synthétisés pour 3 spécifications différentes. A chaque fois, le réseau était synthétisé en utilisant la méthode multimodale proposée d'une part et une méthode plus classique basée sur les phases obtenues par simulations électromagnétiques d'autre part. Ceci nous a permis de comparer les diagrammes de rayonnement entre eux et aussi avec le diagramme spécifié et ainsi de tester la méthode multimodale développée.

La Figure 4.38 présente le réseau obtenu pour l'une de ces spécifications¹¹. L'objectif était d'obtenir un lobe principal incliné de -45° dans le plan yOz et une ouverture à mi-puissance de 15° dans les 2 plans xOz et yOz , avec une illumination du réseau par une onde plane en incidence normale. Pour un pas de maille $P_x = P_y = \lambda_0/4 = 6$ mm, le réseau est constitué de 20×20 cellules de type grille ou patch suivant la phase à réaliser avec un pas de phase de $63,6^\circ$ dans la direction y et nul dans la direction x . La Figure 4.39 présente le diagramme de rayonnement spécifié et les diagrammes de rayonnement simulés sous HFSS avec des cellules dimensionnées à partir de la méthode analytique dans un cas – *HFSS (Synthèse analytique)* – et à partir de simulations électromagnétiques dans l'autre cas – *HFSS (Synthèse avec HFSS)*. La synthèse analytique proposée donne donc des résultats assez satisfaisants au niveau du lobe principal avec une déviation de -1° . Par contre, le niveau des lobes secondaires n'est pas en accord avec la spécifications sur cet exemple.

Plus généralement, Alexandre GROSSETETE a montré, à l'aide des 2 autres réseaux synthétisés notamment, que les résultats issus du modèle analytique sont prometteurs mais doivent encore être amélioré pour permettre une synthèse analytique complète et fiable. L'erreur de phase dans le cas des grilles relativement étroites a un impact non négligeable sur la prédiction des performances du réseau (niveau des lobes secondaires, dissymétrie dans la réponse, etc.) surtout quand, comme dans le cas de ces 3 exemples, la répétition périodique des motifs implique une utilisation récurrente de ces cellules problématiques. L'utilisation de motifs plus complexes pourrait aussi être un frein à l'utilisation d'une telle méthode pour la synthèse de réseaux réflecteurs.

11. Les 2 autres ne seront pas présentées ici mais sont disponibles dans [Gro18].

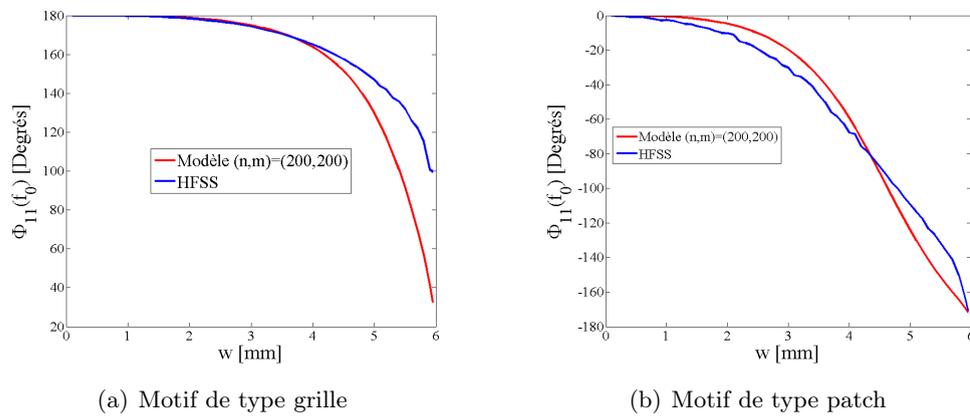


FIGURE 4.37 – Réponses en phase des cellules unitaires.

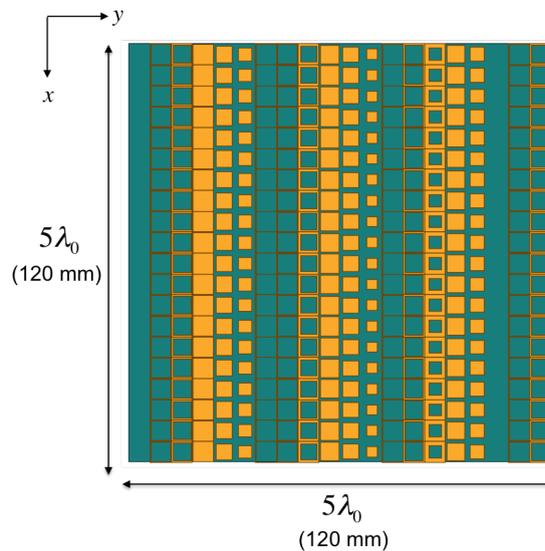


FIGURE 4.38 – Réseau réflecteur obtenu par synthèse analytique (métal en jaune).

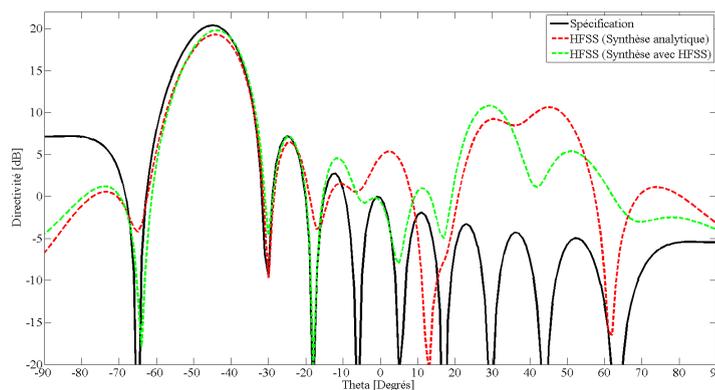


FIGURE 4.39 – Diagrammes de rayonnement spécifié (en noir), issus de la synthèse analytique (en rouge) ou d’une synthèse classique par simulation électromagnétique (en vert) pour le réseau de la Figure 4.38.

Synthèse du circuit équivalent de cellules par techniques de synthèse de filtres

Les outils discutés dans les paragraphes précédents, qu'ils soient analytiques ou qu'ils utilisent des simulations électromagnétiques, permettent de dimensionner les cellules d'un réseau réflecteur à partir des composants réactifs d'un circuit équivalent ou en utilisant des algorithmes relativement complexes associés à des bases de données. Dans le premier cas, il est bien entendu nécessaire de connaître les valeurs des composants du circuit équivalent pour dimensionner physiquement la cellule. Afin d'automatiser le calcul de ces composants, nous proposons de développer une méthode utilisant les techniques de synthèse de filtres passifs déjà bien connues.

Cette technique a déjà été utilisée par l'équipe de N. Behdad pour des FSS [AJB10] ou pour des réseaux transmetteurs en version *Spatial Phase Shifters* [AJB11] ou *True Time Delay* [LAJB13] et même des réseaux réflecteurs [AGB15]. Cependant, toutes ces études reposent sur le fait que la (ou les) couche(s) de diélectrique est (sont) de très faible épaisseur (de l'ordre de $\lambda_0/30$) et que chacune d'elles est assimilable à une inductance indépendante de la fréquence. Dans le cadre des travaux d'Alexandre GROSSETETE sur ce sujet, nous avons travaillé avec une distance entre le motif et le plan de masse de $\lambda_0/4$ à la fréquence centrale, la réponse de la ligne dépendant donc fortement de la fréquence¹².

La cellule unitaire pour une structure mono-couche peut être vue comme une admittance Y , représentant le motif imprimé, placée en parallèle d'une ligne de transmission, représentant la cavité terminée par un court-circuit (cf. Figure 4.40(a)). L'idée de la méthode développée par Alexandre GROSSETETE est de lier la phase à synthétiser, Φ_{11} , à l'amplitude du paramètre de transmission, $|S_{21}|$, d'un quadripôle constitué de 2 cellules identiques montées tête-bêche (cf. Figure 4.40(b)). La méthode paire/impair nous permet d'obtenir une relation directe entre ces 2 paramètres, une spécification en phase sur Φ_{11} devenant alors une spécification en amplitude sur $|S_{21}|$.

$$|S_{21}(f)| = \left| \sin \left\{ \frac{2 \arctan \left[\tan \left(\frac{\Phi_{11}(f)}{2} \right) - \frac{2}{\sin(2\beta h)} \right] - \Phi_{11}(f)}{2} \right\} \right| \quad (4.6)$$

Ainsi, si on considère une phase ayant un comportement linéaire en fonction de la fréquence¹³, avec comme le montre l'exemple de la Figure 4.41(a) une phase nulle à la fréquence de travail ($f_0 = 12,5$ GHz), la réponse en amplitude associée obtenue à partir de (4.6) a le comportement d'un filtre passe-bande avec 1 zéro de transmission de part et d'autre de la bande passante et une ondulation dans cette dernière.

Cependant, ce gabarit "idéal" n'est obtenu que lorsque la phase à la fréquence centrale, f_0 est nulle. En conservant cette propriété, mais en modifiant la pente de phase en fonction de la fréquence, c'est-à-dire la dispersion en f_0 , on conserve bien ce comportement passe-bande mais on modifie la largeur de la bande passante, cette dernière augmentant quand la première diminue comme le montre la Figure 4.42. Par contre, lorsque la phase à f_0 augmente à dispersion constante (cf. Figure 4.45), la réponse en amplitude se décale

12. Notez que pendant les travaux d'Alexandre GROSSETETE, nous avons identifié des travaux également basés sur l'utilisation de synthèses de filtres (de Bessel en l'occurrence) qui reposait aussi sur l'hypothèse que la distance entre le motif et le plan de masse était de $\lambda_0/4$ mais indépendamment de la fréquence.

13. Pour cette première étude, c'est l'hypothèse que nous avons prise systématiquement. Ce sera donc toujours le cas ici.

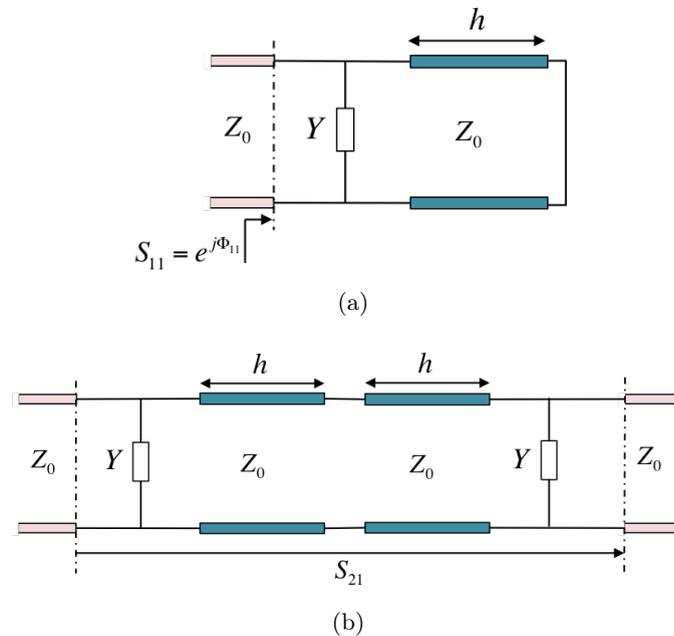


FIGURE 4.40 – Schéma équivalent d’une cellule unitaire mono-couche (a) et son quadripôle équivalent (b).

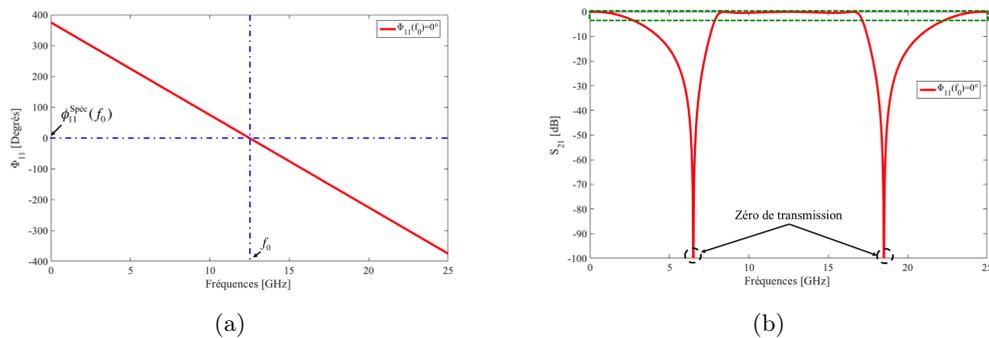


FIGURE 4.41 – Exemple d’une loi de phase linéaire en fonction de la fréquence (a) et sa réponse en amplitude associée (b).

vers les plus hautes fréquences et se déforme. Le zéro en bande atténuée basse se rapproche alors de la fréquence f_0 jusqu’à s’y retrouver pour $\Phi_{11} = 180^\circ$. On obtient un comportement symétrique si on fait varier Φ_{11} entre 0° et -180° avec en particulier un décalage de la réponse en amplitude vers les basses fréquences. On constate donc que la définition du gabarit en amplitude associé à la loi de phase n’est pas forcément si simple et dépendra fortement de la phase choisie à la fréquence centrale et de la dispersion. Ainsi, si on définit une bande d’intérêt autour de la fréquence centrale f_0 , la réponse sera soit de type passe-bande soit de type coupe-bande.

Dans le cas d’une réponse de type passe-bande dans la bande d’intérêt, l’admittance Y associée au motif dans le quadripôle de la Figure 4.40(b) est remplacée par un circuit LC parallèle pour obtenir effectivement un comportement passe-bande. Le schéma du quadripôle devient alors celui de la Figure 4.44(a). Si on assimile la ligne de longueur $2h = \lambda_0/2$ à un résonateur LC série, on obtient alors le schéma en éléments localisés d’un filtre passe-bande

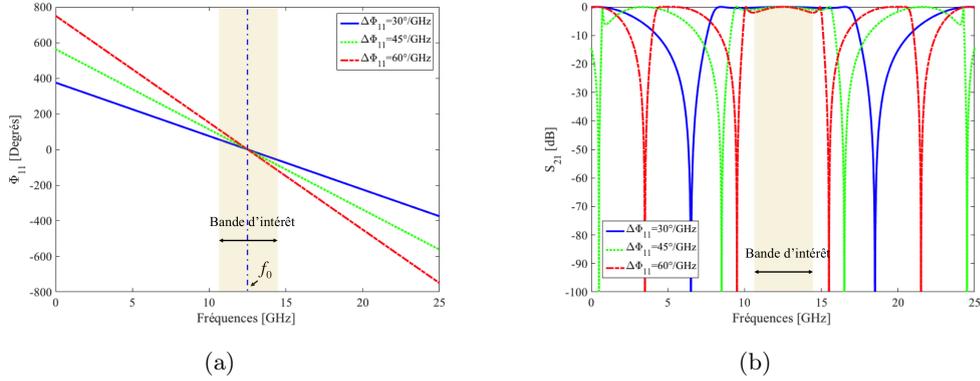


FIGURE 4.42 – Lois de phase pour différentes dispersions et une phase nulle à 12,5 GHz (a) et réponses en amplitude associées (b).

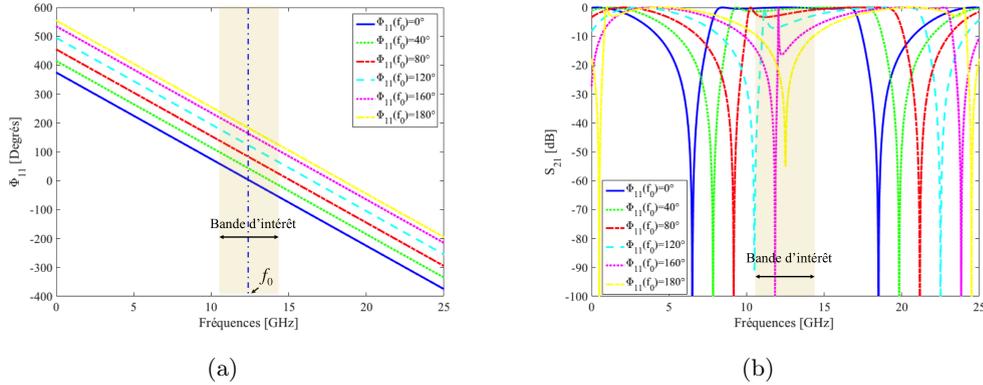


FIGURE 4.43 – Lois de phase pour différentes valeurs de la phase à 12,5 GHz et une dispersion constante (30°/GHz) (a) et réponses en amplitude associées (b).

d'ordre 3 (cf. Figure 4.44(b)). Les méthodes classiques de synthèses de filtre permettent alors d'obtenir très facilement les valeurs des inductances et des capacités à partir des coefficients du prototype passe-bas associé, coefficients de Tchebycheff ici puisque la réponse en amplitude présente des ondulations dans la bande.

À titre d'exemple, prenons le cas d'une réponse en phase définie par une phase $\Phi(f_0) = 20^\circ$ et une dispersion linéaire $\Delta\Phi = 30^\circ/\text{GHz}$ à $f_0 = 12,5$ GHz. La réponse en amplitude associée (cf. Figure 4.45(a) – *Spécification* en rouge) est de type passe-bande dans la bande d'intérêt (10,5 à 14,5 GHz ici). En relevant certains paramètres de cette réponse (ondulation la plus faible, fréquence dans la bande d'intérêt pour laquelle $S_{21} = 0$ dB et fréquence de coupure basse ici et haute dans le cas d'une phase négative), on définit le gabarit du prototype passe-bande (courbe en bleue sur la Figure 4.45(a)). On obtient alors les valeurs des inductances et capacités du schéma de la Figure 4.44(b) en utilisant les méthodes classiques de synthèses de filtres passifs. En reportant les valeurs des composants d'entrée et de sortie sur le schéma de la Figure 4.40(b) ($L_1^P = L_1^Q$ et $C_1^P = C_1^Q$), on obtient alors la réponse en vert de la Figure 4.45(a) qui est en très bon accord, dans la bande d'intérêt, avec la courbe issue de la spécification en phase.

En reportant maintenant ces valeurs d'inductance et de capacité sur le schéma équi-

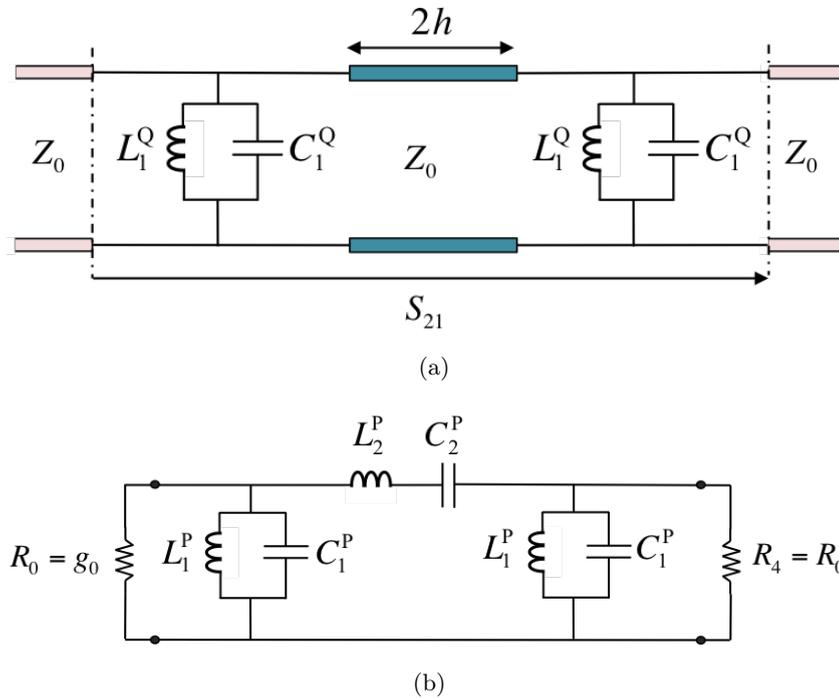


FIGURE 4.44 – Cas d’une réponse de type passe-bande : quadripôle équivalent de la cellule unitaire (a) et structure passe-bande d’ordre 3 associée (b).

valent de la cellule (cf. Figure 4.46), en posant simplement $L_1^Q = L_1^D$ et $C_1^Q = C_1^D$, on peut déterminer la phase obtenue à partir du schéma équivalent de la cellule. La Figure 4.45(b) présente les phases spécifiées (en rouge) et obtenues par cette synthèse (en vert). L’accord obtenu entre les 2 courbes de phase est très bon. Il ne reste plus alors qu’à dimensionner physiquement la cellule à partir de la méthode présentée précédemment par exemple, le schéma équivalent de la cellule correspondant à un motif de type grille (cf. Figures 4.35(a) et 4.36(a)).

Pour les réponses en amplitude présentant un comportement coupe-bande dans la bande d’intérêt, le même procédé peut être utilisé en remplaçant l’admittance Y du schéma de la Figure 4.40(b) par un résonateur LC série au lieu d’un résonateur LC parallèle. On obtient des résultats relativement similaires. La cellule est alors de type patch.

Pour permettre de sélectionner le motif à utiliser pour une spécification donnée en phase et en dispersion, Alexandre GROSSETETE a calculé l’erreur moyenne obtenue entre la phase spécifiée et la phase obtenue par la méthode de synthèse présentée. Cette erreur moyenne est présentée sur la Figure 4.47 dans les cas passe-bande et coupe-bande en fonction de la phase à la fréquence centrale et pour différentes dispersions. On remarque la complémentarité des 2 motifs : lorsque l’un des 2 présente une erreur maximale, l’autre présente une erreur minimale. La transition se fait autour de $\pm 90^\circ$, ce qui est assez logique puisqu’une phase nulle à f_0 correspond à une bande passante "parfaite" dans la bande d’intérêt alors qu’une phase de $\pm 180^\circ$ correspond à la présence d’un zéro de transmission à cette fréquence. L’erreur maximale sur la phase est alors d’environ 20° maximum si on choisit le motif adéquat, c’est-à-dire celui qui produit la plus petite erreur de phase.

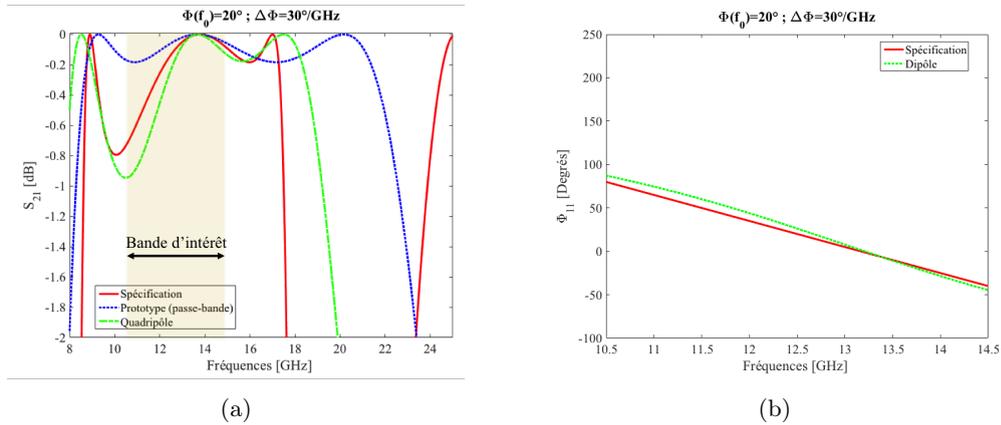


FIGURE 4.45 – Résultats des différentes étapes de la synthèse : réponses en amplitudes (a) et comparaison des phases spécifiée et synthétisée (b).

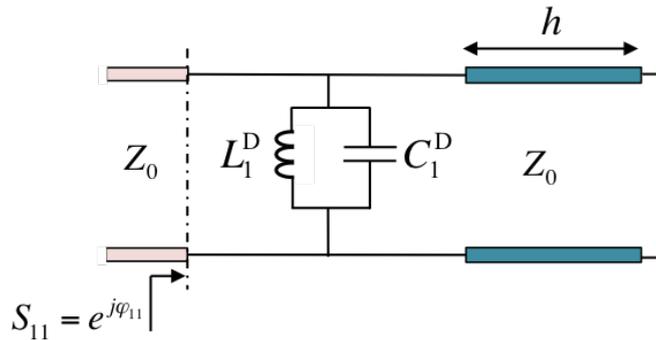


FIGURE 4.46 – Schéma équivalent de la cellule unitaire associée à une réponse en amplitude de type passe-bande.

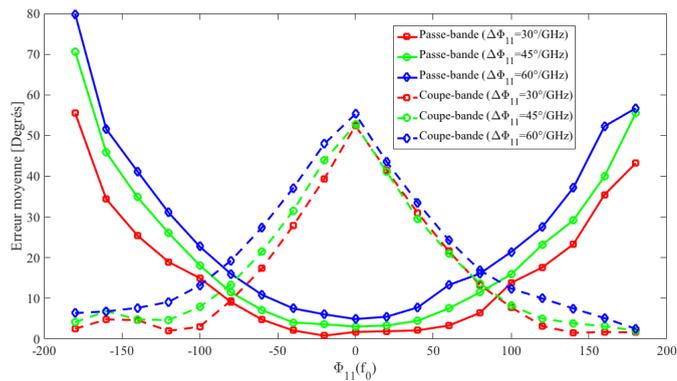


FIGURE 4.47 – Erreurs moyennes entre les phases spécifiées et les phases obtenues par la synthèse pour différentes spécifications.

4.2.3 Conclusion et perspectives

Mes activités sur les réseaux réflecteurs passifs se partagent donc en 2 points : le développement de nouvelles topologies tout d’abord pour des applications large bande notamment et le développement d’outils de synthèse analytique de réseaux réflecteurs.

Concernant le premier point, même si les résultats obtenus à partir de la topologie proposée ici sont intéressants en terme de bande passante ou de tenue en incidence, elle offre moins de souplesse dans le choix des couples phase/dispersion que la cellule Phoenix développée au par ailleurs au sein du laboratoire. L’ensemble de nos travaux que ce soit pour des réseaux réflecteurs passifs ou reconfigurables se concentre désormais sur cette dernière et nous n’envisageons donc pas pour l’instant le développement de nouvelles topologies pour des applications passives mono-bandes en tout cas. Il s’agit plutôt maintenant d’exploiter au maximum cette cellule Phoenix. Ainsi, nous avons aussi étudié la possibilité d’utiliser cette même cellule Phoenix dans des applications bi-bandes au travers du stage de Nour NACHABE. Les conclusions positives de ses travaux ont conduit Renaud LOISON et Raphaël GILLARD à lancer de nouveaux travaux sur le sujet afin de construire une base de données à partir des cellules Phoenix d’ordre 3 ou 4 permettant de couvrir les besoins en phase et en dispersion dans les 2 bandes. Selon la dimension finale de cette base, les techniques de synthèses basées sur les réseaux de neurones développées par Vincent RICHARD [Ric18] pourraient être réutilisées et adaptées ici. De mon côté, je souhaiterai également travailler sur ces aspects multi-bandes, mais plutôt en partant des outils basés sur les techniques de synthèse de filtres. Il n’y a rien de lancer sur ce sujet pour l’instant, mais travaillant également sur la thématique des filtres multi-bandes (cf. Chapitre 5), je serai curieux de voir dans quelle mesure les synthèses de filtres multi-bandes peuvent nous aider à synthétiser des cellules multi-bandes ou tout du moins à identifier les caractéristiques électriques essentielles de ces cellules afin d’orienter les choix d’implémentation topologique.

À propos des travaux sur les outils de synthèse analytique, les travaux effectués jusqu’à présent à montrer qu’il était possible d’envisager un dimensionnement physique des cellules directement à partir de circuits équivalents. Bien entendu, ceci est vrai pour des cellules relativement simples et des améliorations sont encore nécessaires. L’augmentation du nombre d’éléments résonnants dans une cellule nous compliquera grandement la tâche. Une collaboration avec le GMUS en Espagne pourrait être envisagée sur ce sujet, suite au séjour d’Alexandre GROSSETETE pendant sa thèse là-bas et aux relations régulières qu’entretient avec eux depuis longtemps notre nouvelle collègue, María GARCÍA-VIGUERAS. Par ailleurs, la détermination des circuits équivalents et de leurs valeurs par les techniques de synthèse de filtres n’en est, selon moi, qu’à ses premiers pas. C’est un domaine dans lequel je souhaite poursuivre intensément mon investissement avec en premier lieu l’amélioration de la technique actuelle en prenant mieux en compte la longueur de la cavité qui est physiquement fixe mais qui varie en fonction de la longueur d’onde. Comme évoqué ci-dessus, l’utilisation des techniques de synthèse de filtres doit nous permettre de développer des cellules multi-bandes. Parvenir à une synthèse entièrement analytique de telles cellules est peut-être utopique, mais cela devrait au moins nous permettre de mieux comprendre comment mettre au point une cellule multi-bande performante. D’autres aspects peuvent aussi être envisagés à plus long terme à travers cette technique comme l’étude des couplages entre résonateurs d’une même cellule et entre cellules voisines, l’insertion de fonctionnalités particulières comme l’ajout de zéros de transmission, etc.

4.3 Réseaux transmetteurs

Les réseaux transmetteurs sont le pendant en transmission des réseaux réflecteurs. Ils sont composés d'une source focale qui illumine un premier réseau d'antennes connecté à un second réseau par l'intermédiaire de déphaseurs (cf. Figure 4.48). Vis-à-vis de la source, le premier réseau est utilisé en réception et le second en transmission. Ils sont généralement fabriqués en technologies imprimées pour des raisons de coût et de poids. Pour chaque cellule unitaire, le déphasage ajouté à l'onde incidente provenant de la source dépend évidemment du déphaseur reliant les 2 motifs imprimés mais aussi de ces motifs eux-mêmes. À l'image de ce que permet un réseau réflecteur, les réseaux transmetteurs offrent la possibilité de générer un ou plusieurs faisceaux dans des directions données ou de réaliser une couverture formée. Par contre, les réseaux transmetteurs ne souffrent pas des phénomènes de masquage liés à la présence de la source dans la direction de transmission dans le cas des réseaux réflecteurs. Ces réseaux transmetteurs constituent actuellement une solution particulièrement intéressante pour les systèmes de communication par satellites (*Satcom*) et pour les systèmes intégrés dans des véhicules ou plates-formes mobiles de part leur fonctionnement en transmission.

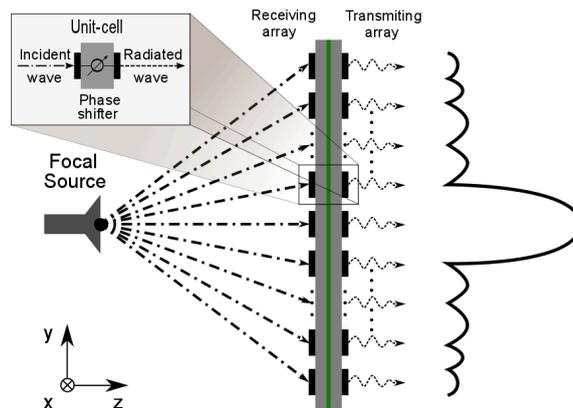


FIGURE 4.48 – Schéma de principe d'un réseau transmetteur.

Si les premiers travaux théoriques sur le sujet datent des années 60 [ST68], il a fallu attendre une vingtaine d'années pour voir les premiers démonstrateurs en technologies imprimées [McG86,LKHKCL97]. Depuis, plusieurs solutions de réseaux transmetteurs passifs ont été proposées en polarisation linéaire [ATR04,BCE06,WER15] ou circulaire [PO11,KDL⁺10] et même en double polarisations linéaires [PLLLH14]. On trouve aussi plusieurs versions reconfigurables [CAT06, Kao09, Cle12, LH12, PHML14, Pal15, HPL16, PHM⁺15], même si leur conception et leur fabrication restent complexes et confrontées finalement aux mêmes problèmes que les réseaux réflecteurs (pertes liées aux éléments d'accord, complexité des circuits de commande, etc.). D'une manière générale, la conception de réseaux transmetteurs reconfigurables passe par l'acceptation d'un certain nombre de compromis en termes de taille du réseau, nombre de cellules, nombre de bits de quantification, etc. Notez que plusieurs thèses sur les réseaux transmetteurs reconfigurables ont déjà eu lieu à l'IETR ces dernières années [Kao09, Cle12, Pal15] sous la direction de Ronan SAULEAU et en collaboration étroite avec le CEA-LETI à Grenoble.

Pour ma part, j'ai participé à 2 études sur le sujet des réseaux transmetteurs en collaboration avec Ronan SAULEAU qui m'a proposé de l'accompagner (et je l'en remercie

aussi!). La première s’est déroulée dans le cadre du projet européen TUMESA (*MEMS Tuneable Metamaterials for Smart Wireless Applications* – cf. Section 3.5.5) de 2008 à 2011 et du post-doctorat associé d’Alexander VOROBYOV. L’objectif était de proposer de nouvelles solutions d’antennes à balayage électronique pour les futurs radars automobiles anti-collisions à 77 GHz à base de MEMS. La seconde, plus récente, s’est concentrée sur la conception de réseaux transmetteurs reconfigurables en bande Ka pour des applications de type Satcom. Elle se plaçait dans le cadre du projet ANR TRANSMIL (*Reconfigurable TRANSMitarrays for beam steering and beam forming at MILLimetre wave*) et le travail a essentiellement été effectué par Trung-Kien PHAM dans le cadre de sa thèse soutenue fin 2017. Notre objectif ici était de proposer des solutions bi-bandes et bi-polarisations pour couvrir simultanément les voies descendante (17,7-21,2 GHz) et montante (27,5-31 GHz) tout en permettant un balayage électronique du faisceau.

Cette section sur les réseaux transmetteurs est découpée en 2 parties, une par projet, dans l’ordre chronologique.

4.3.1 Réseaux transmetteurs pour radar anti-collision à 77 GHz

Mes premiers pas dans le domaine des réseaux transmetteurs ont été faits dans le cadre du projet européen TUMESA. Ce projet se plaçait dans un contexte de lutte contre les accidents de la route menée par l’Union Européenne. Cette dernière souhaitait que les solutions de radars anti-collision fonctionnant alors à 24 GHz migrent autour des 77 GHz afin d’éviter l’interférence des radars avec les autres applications fonctionnant dans ces bandes, et réciproquement, en particulier lorsqu’une très grande partie du parc automobile en sera équipée. La date initialement prévue pour cette migration était 2013, mais devant les difficultés techniques rencontrées elle a été repoussée. L’objectif du projet TUMESA plus particulièrement était de fournir des solutions d’antennes à balayage électronique à bas coûts utilisant la technologie MEMS pour ces radars anti-collisions et plus généralement pour les futurs systèmes de communications en bande millimétrique.

Notre contribution à ce projet fût de proposer des solutions d’antennes reconfigurables de type réseaux transmetteurs. Les réseaux développés ici utilisent des guides d’onde rectangulaire comme cellule unitaire. À ces fréquences, l’encombrement et le poids de ces guides ne sont plus problématiques. Contrairement au principe présenté en Figure 4.48, les cellules ne comportent pas ici de motifs imprimés en entrée et en sortie des guides. Le déphasage se fait uniquement par l’insertion d’éléments reconfigurables à l’intérieur du guide rectangulaire de type WR-12 ($3,09 \times 1,55 \text{ mm}^2$) choisi pour ce projet. Ce choix offrait l’avantage de minimiser le nombre de cellules par rapport à un guide de type WR-10 par exemple et de permettre une intégration plus facile des éléments de commutation.

Ce guide rectangulaire était donc la cellule unitaire d’un réseau bi-dimensionnel qui devait répondre aux spécifications suivantes :

- Gain à longue distance de 27 dBi avec une ouverture à mi-puissance de 3° ;
- Gain à courte distance de 15 dBi avec une ouverture à mi-puissance de 8° ;
- Le balayage devait permettre de couvrir une zone de $\pm 10^\circ$ dans le cas d’un fonctionnement à longue distance et une zone de $\pm 30^\circ$ dans l’autre cas.

C’est la reconfiguration du déphasage introduit par chaque cellule unitaire qui permet le passage d’un mode de fonctionnement à l’autre et le balayage. Un premier dimension-

nement du réseau nous avait permis de conclure qu'avec un réseau d'environ 20 cellules unitaires dans le plan E (plan dans lequel devait se faire le balayage) et 10 dans le plan H, on obtenait un angle d'ouverture à mi-puissance de l'ordre de 6° . Pour des raisons de simplicité de mise en oeuvre des démonstrateurs, nous nous étions arrêtés sur ces dimensions. En pratique, la prise en compte de l'épaisseur de métallisation des guides conduit à une diminution de l'angle d'ouverture à mi-puissance. Différentes études avaient permis de montrer qu'une épaisseur de 0,5 mm ou moins permettait de limiter la dégradation des performances en rayonnement et notamment les remontées des lobes secondaires. Cependant, dans le cadre de ce projet, pour des raisons technologiques, nous avons utilisé des parois de 1 mm d'épaisseur.

Les cellules étaient reconfigurées de manière discrète en utilisant les MEMS comme commutateur à 2 états. Une telle utilisation implique donc une erreur de quantification comme déjà évoquée dans le cas des réseaux réflecteurs. Une étude sur ce sujet a été menée au cours du projet. Elle nous a permis de conclure qu'en acceptant une perte en directivité d'environ 1 dB, une solution à 2 bits est un très bon compromis entre performances et complexité pour des angles de balayage allant jusqu'à $\pm 25^\circ$. Au-delà, la déformation du lobe principal et les remontées des lobes secondaires peuvent devenir critiques. Pour limiter cela, il est possible de passer à une résolution à 3 bits ou de rester à 2 bits mais en diminuant la taille des cellules en utilisant des guides de type WR-10 par exemple. Dans le cadre de ce projet, toujours pour des raisons de simplicité de réalisation des démonstrateurs, nous avons choisi de rester sur des guides WR-12 et sur une résolution à 2 bits.

Dans le cadre des travaux d'Alexander VOROBYOV, nous avons proposé 2 topologies de cellules déphaseuses reconfigurables différentes. La première est basée sur l'utilisation de structures de type finline (cf. Figure 4.49(a)). Elle permet d'intégrer aisément des éléments passifs et actifs tout en restant une solution particulièrement compacte. La structure finline est en fait une ligne à fente planaire simple ou double face(s) intégré dans la direction longitudinale du guide. La seconde solution retenue intègre des iris à couplage inductif (cf. Figure 4.49(b)). Ce type de solutions est bien connu dans le domaine des filtres volumiques et offre de très bonnes performances. L'un des problèmes potentiels de ces 2 solutions pour notre application est la complexité de fabrication et d'assemblage comme nous le verrons par la suite. J'ai choisi de ne présenter ici que la solution intégrant des structures finline qui fut la solution la plus aboutie dans le cadre du projet TUMESA.

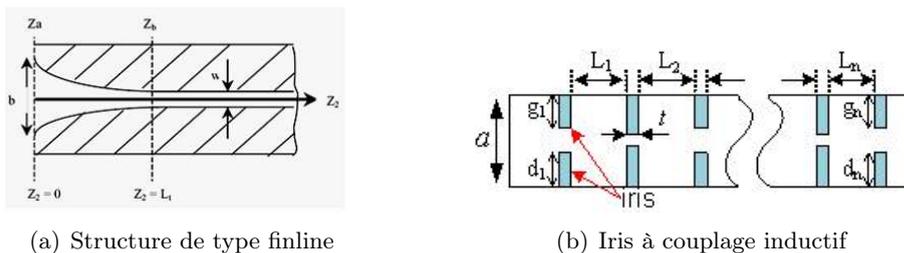


FIGURE 4.49 – Solutions de déphaseurs reconfigurables sélectionnées pour le projet TUMESA.

La structure finline développée au cours de ce projet est présentée sur les Figures 4.50(a) et 4.50(b) dans sa version rectangulaire, utilisée pour l'intégration dans le réseau final. Une seconde version en forme de croix (cf. Figure 4.50(c)) pour la caractérisation individuelle

de la cellule a également été développée. La cellule est constituée d'une structure symétrique double faces avec sur chaque face 1 fente planaire chargée par 11 MEMS de type cantilever qui permettent de contrôler le déphasage introduite par la cellule. En pratique, pour des raisons de contraintes de fabrication, ce sont 2 structures mono-couche qui ont été fabriquées et assemblées à l'aide d'une colle non conductrice.

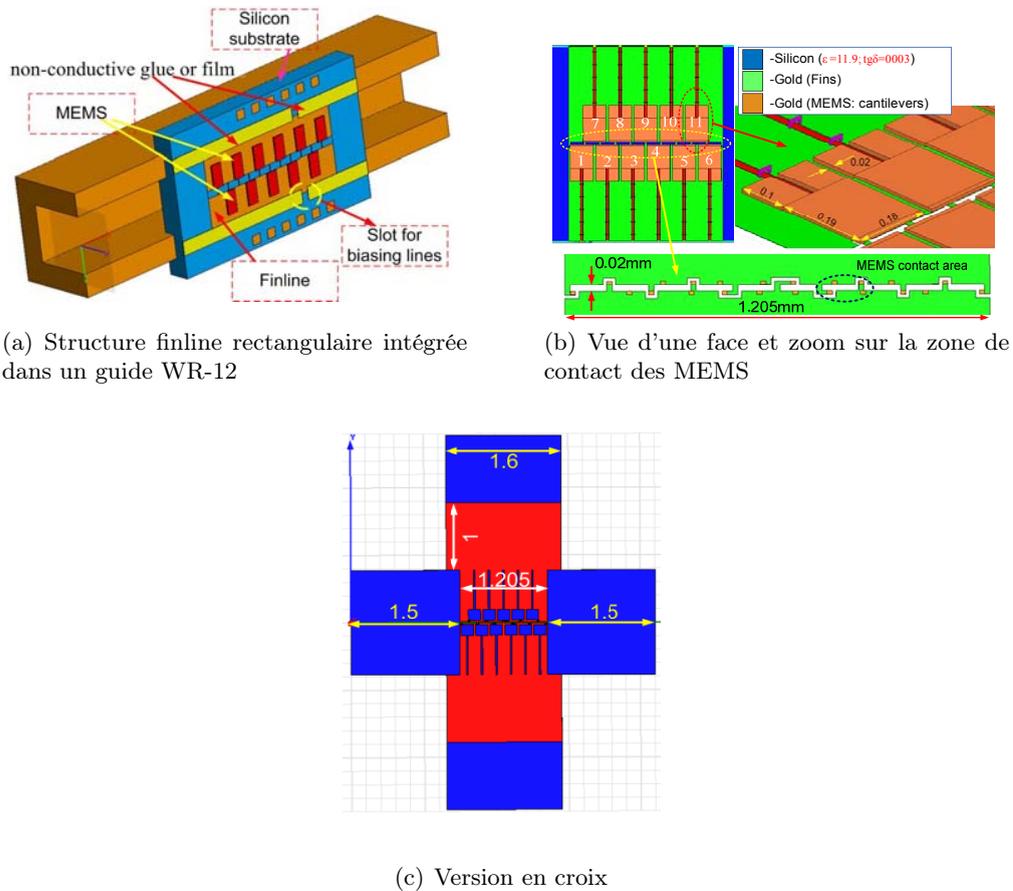


FIGURE 4.50 – Déphaseur de type finline chargée par des MEMS.

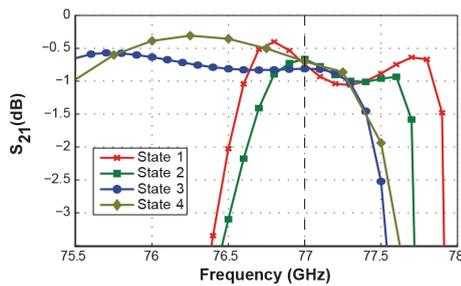
Les Figures 4.51(a) et 4.51(b) présentent les performances de la cellule en forme de croix (cf. Figure 4.50(c)) obtenues en simulation pour 4 configurations des MEMS (cf. Tableau 4.3). Ces simulations prennent en compte toutes les contraintes technologiques définies par KTH¹⁴, partenaire en charge de la fabrication des circuits à base de MEMS dans le projet TUMESA (substrat de Silicium, $\epsilon_r = 11,9$ et $\tan \delta = 0,003$, de $600 \mu\text{m}$ d'épaisseur, métallisation en or de $0,5 \mu\text{m}$ d'épaisseur). En les normalisant par rapport à la configuration 4, on obtient les phases suivantes à 77 GHz : 0° , -95° , -158° et -256° . Ces valeurs équivalent à un déphaseur $1,78 \text{ bits}$ (cf. Section 4.1 ou [PGS⁺12]). Les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB à 77 GHz mais 2 des 4 configurations ont un comportement faible bande. Ces cellules ont également été fabriquées et mesurées à l'aide d'une structure fabriquée par MicroComp Nordic (Suède), également partenaire du projet (cf. Figure 4.52). Les MEMS étaient dans un état figé, c'est-à-dire qu'ils étaient fabriqués soit dans leur état haut soit dans leur état bas suivant la configuration voulue et que 4 versions de la cellule étaient

14. Institut Royal de Technologies de Stockholm, Suède.

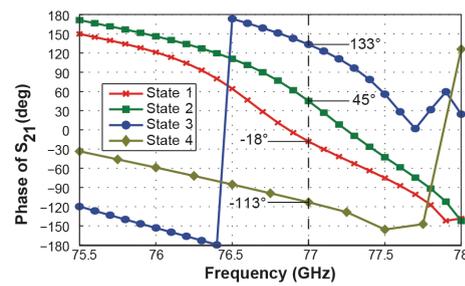
donc nécessaires pour obtenir une "pseudo-reconfiguration" de cette dernière. Malheureusement, si on retrouvait bien par la mesure un comportement de déphaseur à 1,78 bits, les pertes étaient beaucoup plus importantes (5 à 6 dB). Les différentes études effectuées pour comprendre l'origine de ces pertes nous ont amenés à conclure que le principal problème venait du comportement très faible bande de certains motifs et que par conséquent, les performances devenaient très sensibles aux tolérances de fabrication.

TABLE 4.3 – Définition de l'état des MEMS pour les 4 configurations étudiées (Pour la numérotation des MEMS, se référer à la Figure 4.50(b)).

Configuration	État des MEMS	
	Ouvert	Fermé
Configuration 1	11	1 à 10
Configuration 2	1 à 10	11
Configuration 3	1 à 5 et 7 à 11	6
Configuration 4	1 à 3 et 5 à 10	4 et 11



(a) Comportement en amplitude



(b) Comportement en phase

FIGURE 4.51 – Performances simulées des cellules en croix pour les 4 configurations de MEMS du Tableau 4.3.

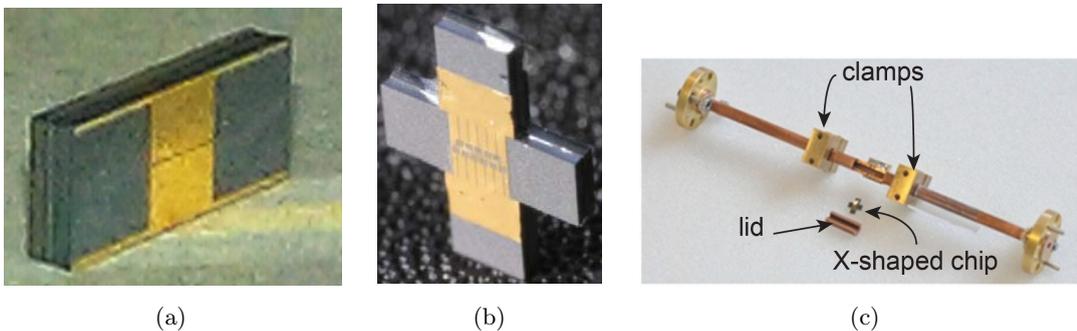
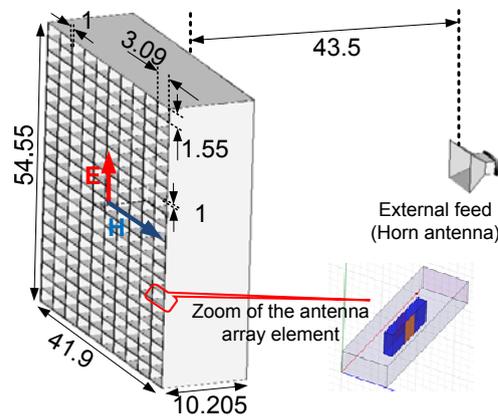


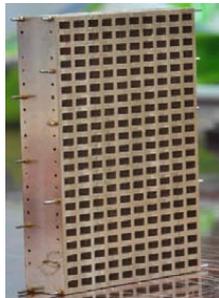
FIGURE 4.52 – Photographie des cellules unitaires fabriquées de type rectangulaire (a) ou croix (b) et de la structure de mesure (c).

Un réseau de $10 \times 21 = 210$ éléments unitaires a été conçu et fabriqué (cf. Figure 4.53). Le réseau est constitué de 11 sections métalliques (en bronze) qui sont assemblées les unes aux autres en insérant entre 2 sections consécutives les 21 cellules unitaires d'une même colonne. Les 4 configurations de la cellule ont été disposées dans le réseau afin d'obtenir un

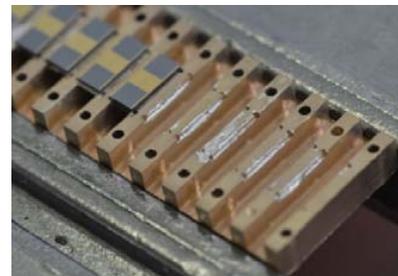
lobe principal dans la direction normale au réseau. Pour les mesures, ce dernier était illuminé par un cornet pyramidal standard (gain de 11 dBi). Les diagrammes de rayonnement normalisés en plans E et H à 77 GHz sont présentés en Figure 4.54. La corrélation entre les versions simulées et mesurées est satisfaisante. Cependant, le gain obtenu en mesure est d'environ 6 dB inférieur au gain simulé, en raison notamment des performances médiocres des cellules unitaires réalisés évoqué juste avant.



(a) Modèle



(b) Réseau une fois assemblé



(c) Une section du réseau

FIGURE 4.53 – Réseau transmetteur conçu et fabriqué.

Plutôt que de disposer les cellules suivant une nouvelle configuration pour démontrer sa capacité à être reconfiguré, nous avons choisi par simplicité de seulement modifier la position de la source dans le plan E parallèlement au réseau (cf. Figure 4.55(a)). Le dépointage obtenu à 77 GHz, en mesure, est présenté sur la Figure 4.55(b). On retrouve ici les conclusions présentées plus haut sur le fait qu'au-delà de $\pm 25^\circ$ de dépointage, le diagramme de rayonnement est très perturbé et que les lobes secondaires remontent fortement en raison de la quantification trop faible (2 bits théoriques) choisie ici.

Les résultats obtenus dans le cadre de ce projet européen nous ont permis de présenter des concepts intéressants pour la réalisation réseaux transmetteurs reconfigurables. Les inconvénients principaux des solutions proposées sont leur complexité technologique et leur trop forte sensibilité aux incertitudes technologiques. Cependant, pour les raisons expliquées en Sous-Section 3.5.6, nous n'avons pas pu poursuivre nos travaux.

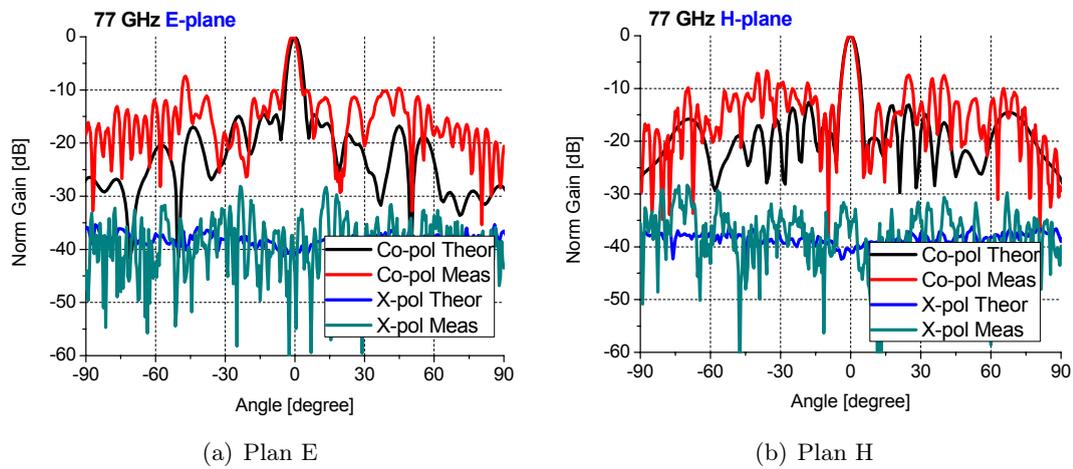


FIGURE 4.54 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés.

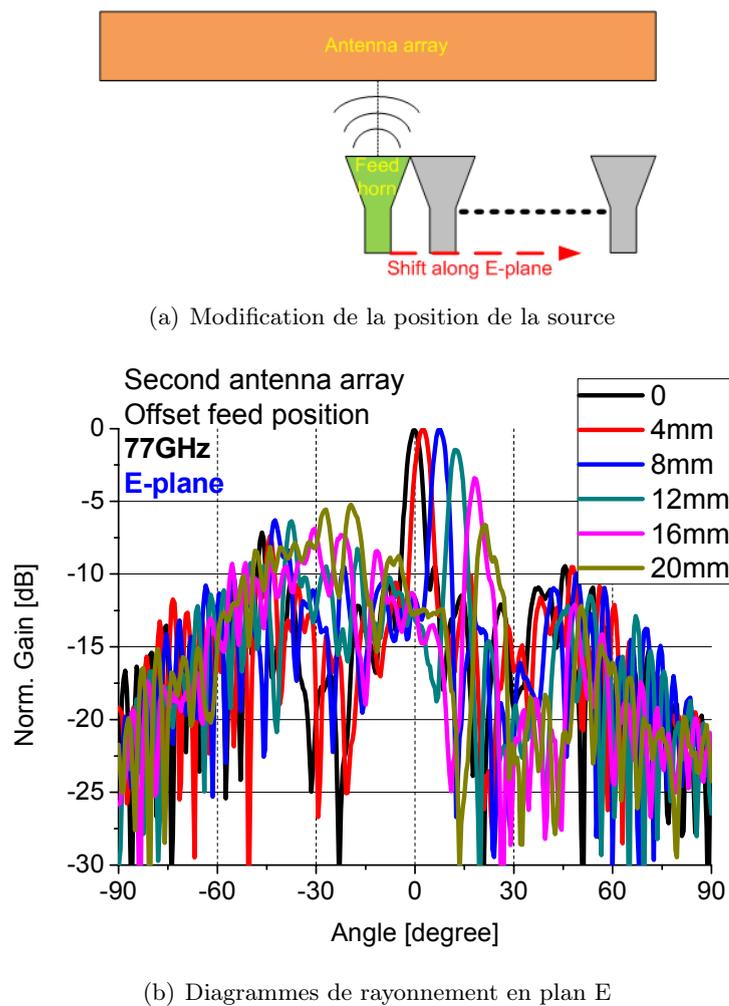


FIGURE 4.55 – Balayage du faisceau à 77 GHz pour le réseau de la Figure 4.53.

4.3.2 Solutions de réseaux transmetteurs double bandes et en bande Ka

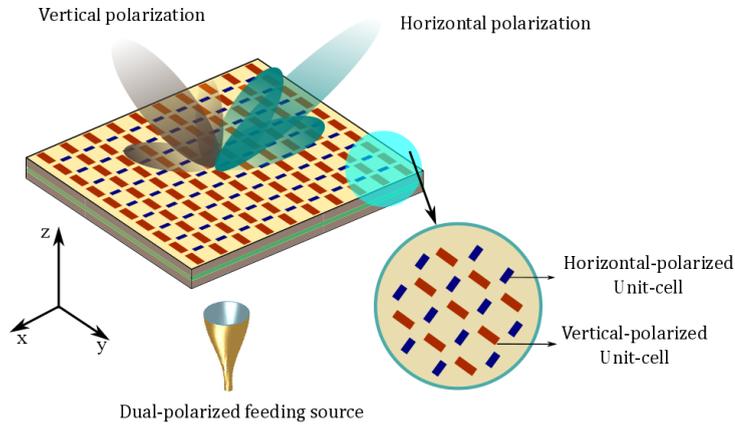
Dans le cadre du projet ANR TRANSMIL et de la thèse de Trung-Kien PHAM associée à ce projet, nous avons proposé plusieurs déclinaisons d'une topologie de réseaux transmetteurs à double polarisation linéaire en suivant une certaine évolution. La première version est entièrement passive et permet d'obtenir 2 polarisations linéaires dans une même bande passante. La seconde, passive également, permet de communiquer dans 2 bandes passantes différentes avec une polarisation différente associée à chaque bande. Enfin, la troisième version permet d'obtenir, comme la première, 2 polarisations linéaires indépendantes dans une même bande mais en ajoutant cette fois la possibilité de reconfigurer le faisceau indépendamment pour chaque polarisation. Le principe utilisé pour obtenir la double polarisation linéaire est l'entrelacement de 2 sous-réseaux constitués de motifs de type patches rectangulaires côté réception et côté transmission, chaque réseau fonctionnant sur une polarisation linéaire orthogonale l'une par rapport à l'autre (cf. Figure 4.56). Cette approche permet de minimiser fortement les interférences électromagnétiques entre les polarisations horizontale et verticale et donc d'obtenir un rayonnement indépendant dans les 2 polarisations. Trung-Kien PHAM a montré au cours de sa thèse, à l'aide d'études analytiques et de simulations électromagnétiques, la validité de ce concept.

Réseau transmetteur passif mono-bande à double polarisation linéaire

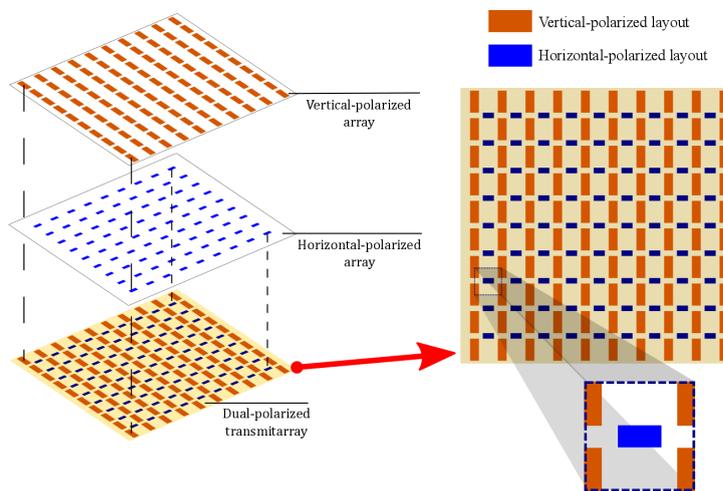
Le premier exemple de réseau transmetteur développé au cours de ce projet permet d'obtenir 2 polarisations linéaires orthogonales autour de 29 GHz. Comme les 2 sous-réseaux sont entremêlés dans une même structure, ils utilisent forcément le même empilement diélectrique. Ce dernier est présenté sur la Figure 4.57 pour une cellule unitaire à simple polarisation linéaire. La structure est constituée de 3 couches métalliques, une pour la partie réception, une pour la partie transmission et entre les 2, un plan de masse. Les 2 premières couches sont reliées l'une à l'autre par un via conducteur traversant isolé du plan de masse par une ouverture circulaire. Les substrats utilisés sont de type Rogers Duroïd RO4003 ($\varepsilon_r = 3,55$ et $\tan \delta = 0,0027$) d'épaisseur $h_s = 508 \mu\text{m}$ et le métal utilisé pour les 3 couches est du cuivre d'épaisseur $35 \mu\text{m}$. La taille de la maille, identique pour les 2 sous-réseaux, est fixée après optimisation des dimensions et des positions des rubans métalliques à $0,363\lambda_0 = 3,759 \text{ mm}$ à 29 GHz.

Sur la structure proposée ici, les patches rectangulaires des couches de réception et de transmission sont tournés de 90° l'un par rapport à l'autre pour les 2 sous-réseaux. Ceci permet de minimiser l'impact du rayonnement par spill-over sur les performances d'un réseau et plus particulièrement de réduire les niveaux des lobes secondaires. En outre, si pour chaque sous-réseau, tous les motifs de la couche de réception sont identiques, les patches rectangulaires de la couche de transmission peuvent être tournés de 180° autour du via central pour obtenir une résolution en phase de 1 bit ($0^\circ/180^\circ$) sans modifier les dimensions des rubans (le centre des rubans n'est pas centré par rapport au via central de chaque cellule).

A partir de ces cellules unitaires, 2 sous-réseaux carrés ont été synthétisés indépendamment l'un de l'autre. L'un est composé de $20 \times 20 = 400$ cellules permettant d'obtenir une polarisation horizontale (*réseau 1*), et l'autre de $21 \times 21 = 441$ cellules permettant d'obtenir une polarisation verticale (*réseau 2*). La position de la source focale commune aux 2 réseaux a été optimisée à l'aide d'outils d'analyse développés précédemment au CEA-



(a) Géométrie générale du réseau



(b) Vue éclatée d'une face du réseau

FIGURE 4.56 – Réseau transmetteur à double polarisation linéaire utilisant une technique d'entrelacement.

LETI. La distribution de phases permettant d'obtenir un rayonnement normal au réseau à 29 GHz est présentée en Figure 4.58 pour chaque sous-réseau.

Les 2 sous-réseaux ont été simulés sous HFSS séparément d'une part et entremêlés d'autre part. La Figure 4.59 présente les diagrammes normalisés simulés pour le réseau 1 ainsi que le diagramme théorique calculé à l'aide de l'outil du CEA-LETI déjà évoqué. On constate rapidement que le diagramme obtenu pour le réseau 1 en présence du réseau 2 (*Fullwave DP*) est très proche du diagramme de rayonnement obtenu sans le réseau 2 (*Fullwave SP*) et que tous 2 sont en bonne adéquation avec les résultats théoriques. Ceci montre bien que l'entrelacement n'a que peu d'impact sur le fonctionnement de chaque sous-réseau. Le gain dans la direction principale de rayonnement est de 22 dBi à 29 GHz avec une bande passante à -1 dB de 9,5%. Le réseau 2 présente des résultats similaires.

Notez qu'une version 3 bits de ce réseau à double polarisation linéaire a aussi été développée. Le passage de 1 à 3 bits se fait en proposant 3 jeux de dimensions pour les rubans métalliques et en conservant la possibilité de tourner les rubans de 180° sur la face en

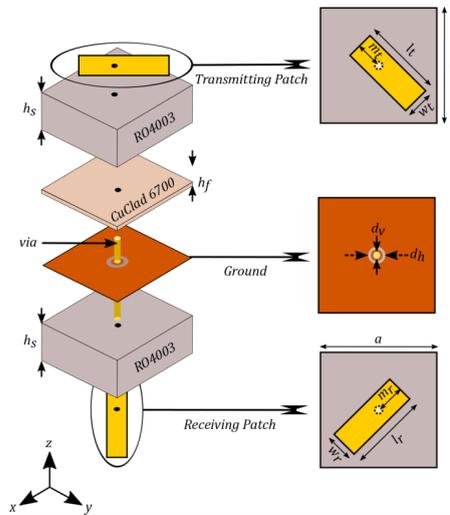


FIGURE 4.57 – Vue éclatée d’une cellule unitaire du réseau transmetteur mono-bande et double polarisations linéaires en bande Ka.

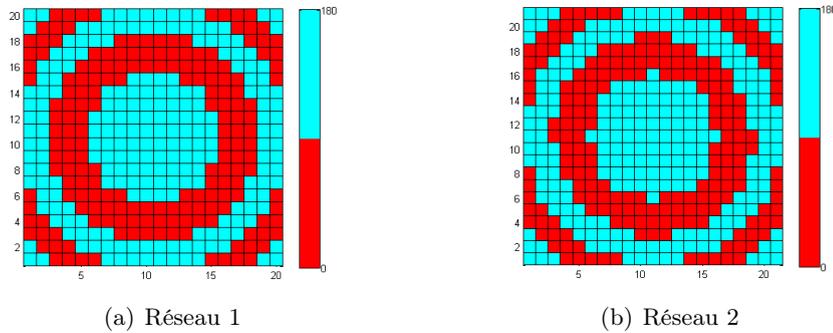


FIGURE 4.58 – Distribution des phases sur les 2 sous-réseaux pour un rayonnement normal au réseau.

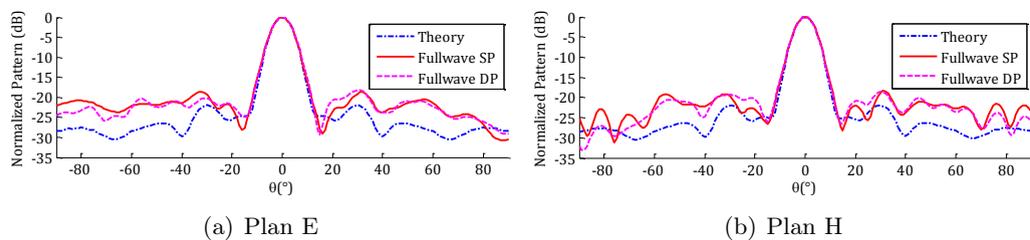


FIGURE 4.59 – Diagrammes de rayonnement normalisés théorique et en simulations électromagnétiques seul ou en présence du second réseau pour le réseau 1 à 29 GHz.

transmission. Le passage à 3 bits permet de minimiser les pertes par quantification. On obtient alors un gain d'environ 25 dBi dans la direction principale de rayonnement dans ce cas, mais la bande passante diminue légèrement pour descendre à 8,6%. Dans le cas 3 bits, on obtient à nouveau une très bonne corrélation entre les 2 simulations électromagnétiques (réseau seul ou en présence du second réseau) mais les résultats s'éloignent un peu de la version théorique en terme de niveau des lobes secondaires.

Réseau transmetteur passif bi-bande à double polarisation linéaire

Le même principe d'entrelacement de 2 sous-réseaux au sein d'une même structure a ensuite été repris mais en associant chaque polarisation à une bande de fréquence différente. En l'occurrence, nous avons choisi de travailler sur les bandes descendante (17,7–21,2 GHz) et montante (27,5–31 GHz) des communications par satellites en bande Ka. En utilisant de nouveau l'orthogonalité des polarisations entre les éléments d'un sous-réseau avec ceux du second, les 2 sous-réseaux ont aussi été conçus séparément ici, avec à nouveau une résolution de 1 bit, et ont dans un second temps été réunis sur une même ouverture rayonnante. Cependant, en raison de la grande différence de fréquence entre les 2 bandes, il n'est pas possible d'utiliser une seule antenne source ici. Le réseau sera donc illuminé par 2 antennes cornets pyramidaux standards (gain de 10 dBi) avec pour chacun d'entre eux un décalage de position par rapport au centre du réseau global. Le schéma de principe de ce réseau bi-bande bi-polarisation est présenté en Figure 4.60.

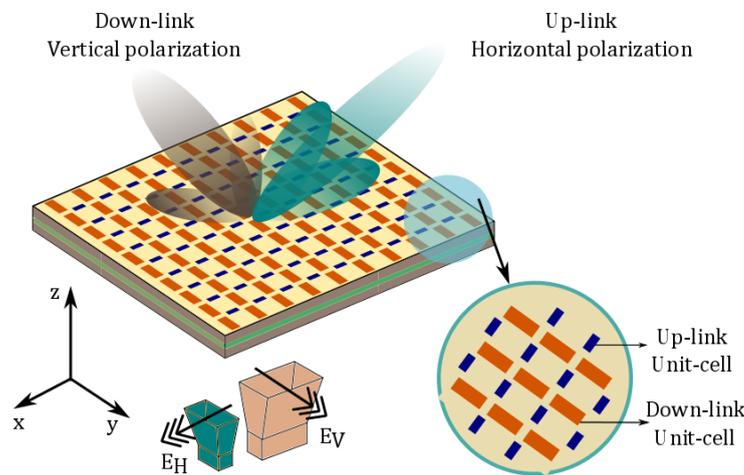


FIGURE 4.60 – Représentation schématique du réseau transmetteur bi-bandes bi-polarisations en bande Ka.

L'empilement diélectrique et le type de motifs utilisés ici sont les mêmes que pour le réseau transmetteur mono-bande à double polarisations présenté précédemment (cf. Figure 4.57). La principale différence dans ce second cas est liée au pas de réseau. La taille de maille est ici de 6 mm ce qui correspond à $0,39\lambda_{0d}$ à la fréquence centrale de la bande descendante $f_d = 19,5$ GHz et à $0,58\lambda_{0m}$ à la fréquence centrale de la bande montante $f_m = 29$ GHz.

Quatre prototypes de réseaux transmetteurs ont été conçus, fabriqués et mesurés afin de montrer le caractère bi-bandes et l'orthogonalité des polarisations linéaires associées à

chaque bande. Le sous-réseau associé à la liaison montante ($f_m = 29$ GHz) est composé de $30 \times 30 = 900$ cellules et le sous-réseau associé à la liaison descendante ($f_d = 19,5$ GHz) de $31 \times 31 = 961$. Chaque prototype a été synthétisé pour chaque bande à l'aide de la cellule 1 bit afin d'obtenir différents couples de directions de rayonnement comme le résume le Tableau 4.4. La Figure 4.61 présente le réseau transmetteur avec son système d'alimentation à 2 sources dans le cas du prototype I.

TABLE 4.4 – Définition des prototypes réalisés et de leur direction de rayonnement.

Prototype	Direction de rayonnement (ϕ, θ)	
	Voie montante	Voie descendante
Prototype I	$(0^\circ, 0^\circ)$	$(0^\circ, 0^\circ)$
Prototype II	$(90^\circ, -30^\circ)$	$(90^\circ, -30^\circ)$
Prototype III	$(0^\circ, 20^\circ)$	$(0^\circ, 0^\circ)$
Prototype IV	$(0^\circ, 20^\circ)$	$(90^\circ, 45^\circ)$

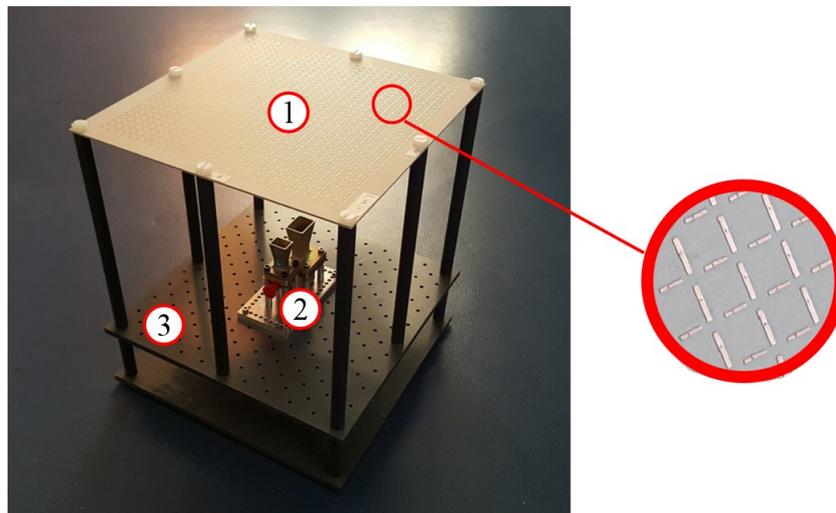
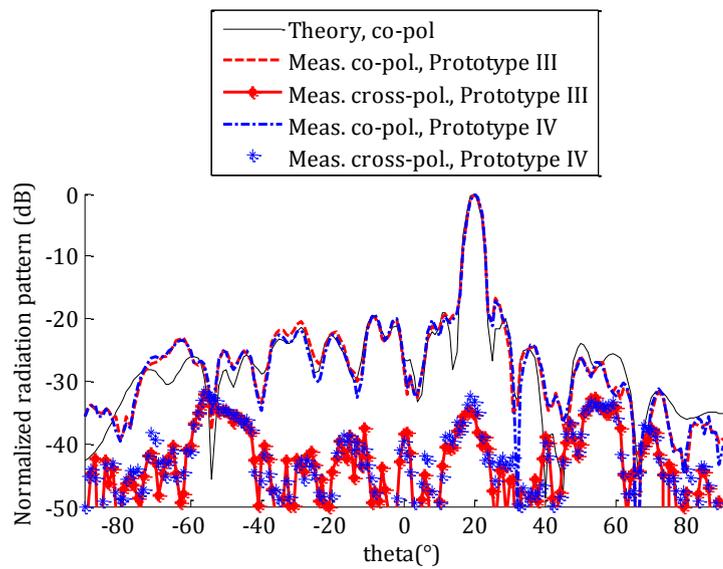
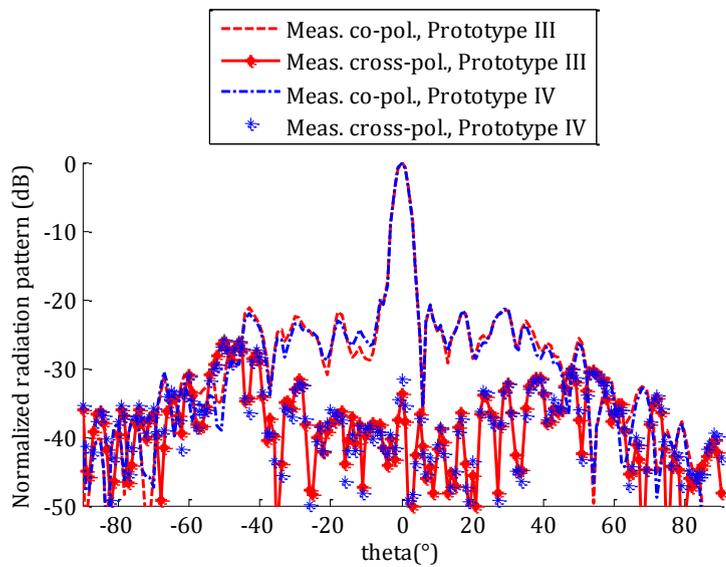


FIGURE 4.61 – Photographie du réseau transmetteur (prototype I) : 1) le panneau transmetteur, 2) les 2 sources et 3) sa structure de fixation mécanique pour la mesure.

A titre d'exemple, les diagrammes de rayonnement mesurés à 29 GHz sont présentés en Figure 4.62. On remarque que les co-polarisations mesurées se superposent quasiment entièrement pour les 2 prototypes alors que le sous-réseau associé à la voie descendante à 19,5 GHz est différent d'un prototype à l'autre. Des résultats similaires sont obtenus sur les diagrammes de rayonnement sur la voie descendante à 19,5 GHz lorsqu'on modifie la direction de rayonnement de la voie montante (prototypes I et III). Ceci montre bien l'indépendance des 2 sous-réseaux et l'orthogonalité des polarisations, la modification d'un sous-réseau étant transparente pour l'autre. Notez que les gains obtenus sont de l'ordre de 28 dBi à 29 GHz et de l'ordre de 26 dBi à 19,5 GHz.



(a) Plan E



(b) Plan H

FIGURE 4.62 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 29 GHz pour les prototypes III et IV.

Réseau transmetteur mono-bande à double polarisation linéaire à balayage électronique

L'étape suivante dans notre progression en utilisant toujours cette technique d'entrelacement entre 2 sous-réseaux a été la conception d'un réseau transmetteur mono-bande à double polarisations linéaires orthogonales mais proposant en plus un balayage électronique indépendant d'une polarisation à l'autre. La reconfiguration proposée ici a une résolution de 1 bit à l'image de ce qui avait été fait sur les structures passives. Pour obtenir une telle reconfiguration, il suffit donc de contrôler seulement l'une des faces des cellules (réception ou transmission). Pour simplifier l'implémentation des motifs reconfigurables et des lignes de commande tout en conservant une bonne orthogonalité entre les 2 polarisations, Trung-Kien PHAM a utilisé la couche de réception comme couche reconfigurable pour la polarisation verticale et la couche de transmission pour la polarisation horizontale.

Les cellules unitaires sont les mêmes qu'elles soient utilisées en polarisation horizontale ou verticale. La Figure 4.63 présente une vue 3D éclatée de cette cellule unitaire. La couche active est composée d'un anneau métallique et de 2 diodes PIN qui suivant leur état contrôle la direction du courant et par la même la phase introduite à l'onde incidente. La couche passive est inchangée par rapport aux versions passives. L'empilement diélectrique est un peu plus compliqué qu'auparavant avec notamment l'ajout de 2 nouvelles couches métalliques (M2 et M5 sur la Figure 4.63) pour permettre l'alimentation des diodes.

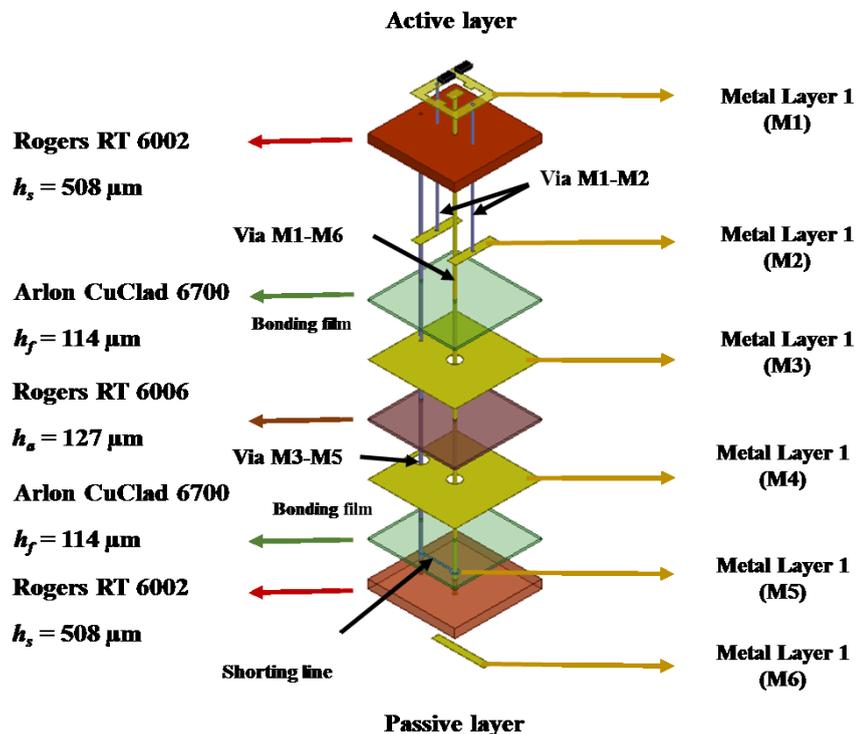


FIGURE 4.63 – Présentation schématique en vision 3D éclatée de la cellule unitaire reconfigurable.

L'entrelacement des 2 sous-réseaux conduit maintenant à la représentation schématique présentée en Figure 4.64. Cette représentation est valable pour les 2 faces du panneau transmetteur avec uniquement un décalage des motifs actifs et passifs d'une face à l'autre. Cette

représentation simplifiée ne prend pas en compte les lignes d'alimentation. Trung-Kien PHAM a toutefois pris en compte ces lignes en simulation et a donc optimisé ces cellules en présence de celles-ci conduisant à la situation présentée en Figure 4.65. Il a ainsi montré que les lignes d'alimentation n'avait finalement qu'un impact faible sur les performances de la cellule si ce n'est une légère réduction de sa bande passante.

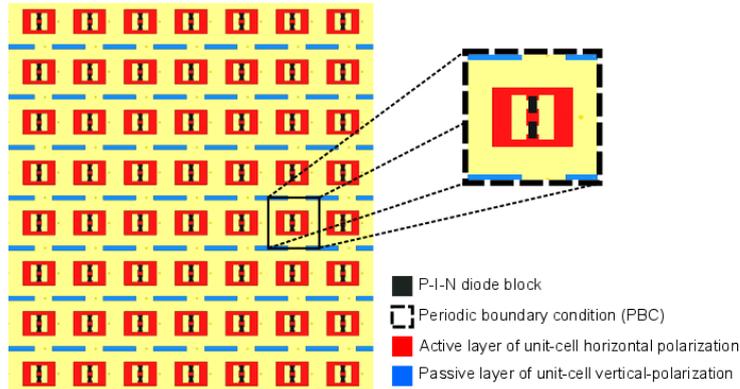


FIGURE 4.64 – Représentation schématique d'une face du réseau transmetteur à double polarisations après entrelacement des 2 sous-réseaux.

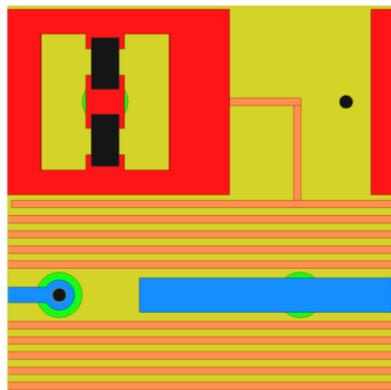
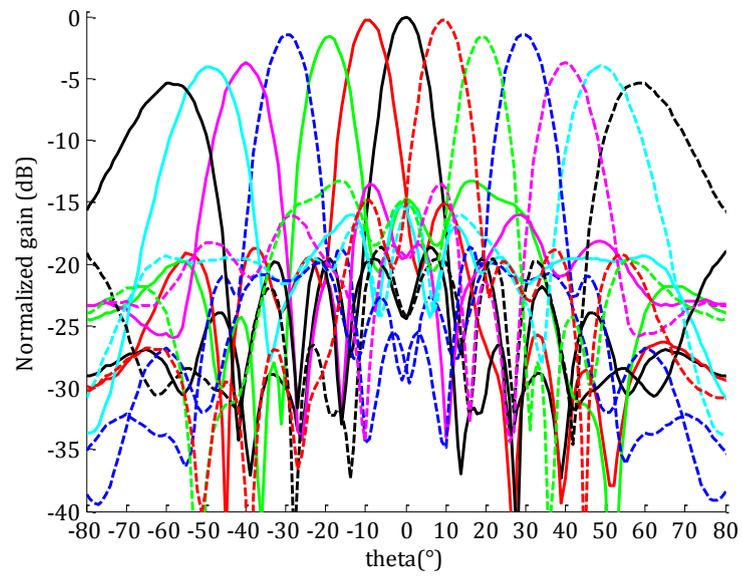


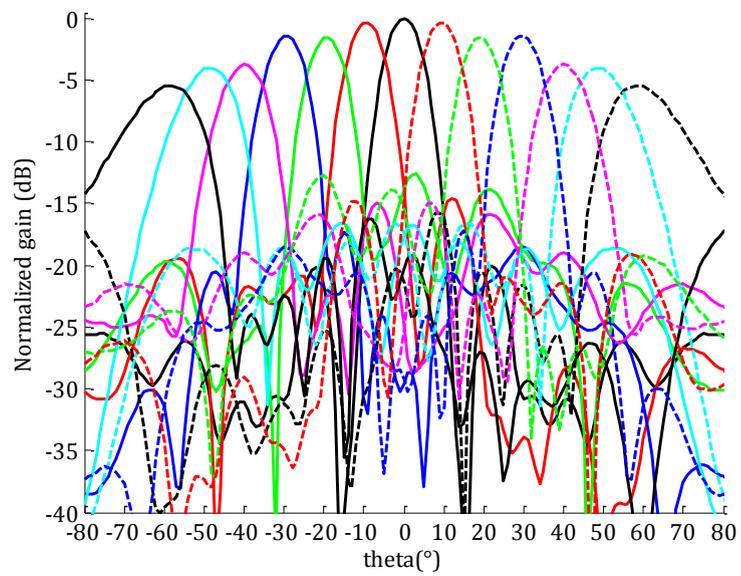
FIGURE 4.65 – Cellule unitaire avec lignes d'alimentation des diodes PIN (en orange).

Un prototype contenant $13 \times 15 = 195$ cellules pour la polarisation horizontale et $14 \times 14 = 196$ cellules pour la polarisation verticale a été développé et simulé dans la bande correspondant aux liaisons montantes (27,5–31 GHz). Les diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale associés à un balayage de $\pm 60^\circ$ sont présentés en Figure 4.66 en plan E et en plan H. Pour un gain maximum à 29 GHz de 21,2 dBi, un balayage de $\pm 50^\circ$ conduit à une chute de gain de 4 dBi en polarisation horizontale (et de 5 dBi en polarisation verticale). Les niveaux des lobes secondaires sont au maximum de l'ordre de -14 dB.

Notez que Trung-Kien PHAM a réalisé le design complet de ce réseau transmetteur reconfigurable à double polarisations. Il a donc pris le temps de router l'ensemble des lignes d'alimentation sur les 2 faces du réseau. La structure n'a cependant pas été réalisée.



(a) Plan E



(b) Plan H

FIGURE 4.66 – Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale pour un balayage de $\pm 60^\circ$.

4.3.3 Conclusion et perspectives

Mes contributions aux travaux menés à l'IETR sur les réseaux transmetteurs ont plutôt concernés la conception et l'optimisation de cellules unitaires et de réseaux associés, notamment pour des applications reconfigurables ou bi-bandes. Des résultats intéressants ont été obtenus notamment dans le cadre de la thèse de Trung-Kien PHAM. Dans le cadre du projet ANR TRANSMIL associé à cette thèse, d'autres topologies de cellules ont été proposées en polarisation circulaire par exemple. Il reste cependant des pistes à creuser afin de proposer, entre autres, une meilleure résolution des structures reconfigurables en terme de quantification sans augmenter leur complexité. Je serai aussi curieux d'étudier la possibilité de réaliser des réseaux transmetteurs multi-bandes (plus de 2). Ici, la technique par entrelacement devrait toucher ses limites et une nouvelle architecture du réseau devra être trouvée.

Enfin, pour rejoindre les travaux sur les synthèses de réseaux réflecteurs en utilisant des techniques de synthèses de filtres, la structure en transmission de réseaux transmetteurs me semble particulièrement appropriée pour appliquer ce type de techniques. On pourrait ainsi envisager d'intégrer des fonctions de filtrage relativement complexes directement dans les cellules unitaires des réseaux transmetteurs.

4.4 Antennes spirales reconfigurables

Cette dernière partie de mes travaux dans le domaine des antennes est un peu à part par rapport aux travaux présentés précédemment. Elle concerne toutefois à nouveau des antennes satellitaires. Il s’agissait en fait d’une demande du CNES¹⁵, de Hubert DIEZ plus particulièrement, pour une étude amont de faisabilité d’une antenne large bande reconfigurable pour les satellites d’observation du champ électromagnétique terrestre. L’étude portait du fait que les satellites actuels d’observation de la Terre comportent 5 à 6 antennes couvrant, en autant de bandes, les fréquences allant de 30 MHz à 20 GHz environ, mais que les prochaines générations de satellites de taille plus petite ne pourront plus accueillir autant d’antennes simultanément. L’objectif de cette étude était donc de proposer des concepts d’antennes de réception reconfigurable (en fréquence ou en rayonnement notamment) large bande permettant de recevoir simultanément ou alternativement ces 5 ou 6 bandes mais en utilisant un seul panneau rayonnant de dimension limitée (1 m x 1 m x 70 cm). Pour cette étude, nous nous devions de nous affranchir des contraintes technologiques actuelles en partant du principe que des solutions dont la mise en oeuvre semble difficilement envisageable à un moment donné deviennent tout à fait réalistes 5, 10 ou 20 ans après. A l’exception des contraintes de dimensions et des bandes de fréquences, le cahier des charges était donc peu exigeant : les antennes conçues devaient présenter un rayonnement unidirectionnel dans la direction normale à la surface, un gain de quelques dB et une polarisation circulaire.

Ces travaux se sont déroulés dans le cadre de 2 études R&T financées par le CNES (cf. Section 3.5.5). La première (*PARSE : Panneau Antennaire Reconfigurable pour Système d’Écoute*) en 2009 - 2010 était l’étude initiale commandée par le CNES et la seconde (*SAROS : Systèmes Antennaires Reconfigurables pour l’Observation Spatiale*) était un contrat d’accompagnement de la thèse de Vincent CALLEC, elle-même co-financée par le CNES et la Région Bretagne. Les travaux et résultats que je vais présenter ci-dessous sont donc essentiellement ceux effectués et obtenus par Vincent dans le cadre de sa thèse.

Les dimensions du panneau rayonnant imposées par le cahier des charges nous ont rapidement conduit à ne considérer que les antennes en technologies planaires. Parmi les différentes topologies d’antennes planaires à large bande passante existantes – antennes papillon [Bal97], monopôles planaires [AKR98, Sch02], antennes Vivaldi [Gib79, NBA⁺03], antennes log-périodiques [DI57], antennes spirales [Dys50, Kai60, Shi93], etc. – ce sont ces dernières qui nous ont paru les plus pertinentes vis-à-vis du cahier des charges (aspect polarisation circulaire notamment). Plus précisément, nous nous sommes concentrés sur les antennes spirales carrées [Shi93], ces dernières nous semblant les plus simples à modifier en vue d’une reconfiguration.

La première partie de cette section (cf. Sous-Section 4.4.1) présente le concept de panneau rayonnant reconfigurable proposé qui consiste en une antenne spirale carrée reconfigurable en un réseau de 4 antennes spirales de plus petites tailles. Des démonstrateurs passifs (sans éléments d’accord réels) ont été réalisés et ont permis de valider le concept proposé. Diverses études permettant des utilisations astucieuses du panneau rayonnant ont également été développées et seront présentées rapidement ici.

Le cahier des charges imposait un rayonnement unidirectionnel du panneau rayonnant.

15. Centre Nationale d’Études Spatiales

Ce n'est pas naturellement le cas pour des antennes spirales qui ont un comportement bi-directionnel. Nous avons donc ajouté un plan de masse sur nos structures. Par conséquent, nous nous sommes retrouvés avec un problème inhérent à l'utilisation sur une large bande passante d'une antenne bi-directionnelle associée à un plan de masse : l'apparition de nuls de rayonnement aux fréquences pour lesquelles le plan de masse se trouve à un multiple entier de la demi-longueur d'onde. Dans le cadre des travaux de thèse de Vincent CALLEC, nous avons proposé une solution simple à mettre en oeuvre permettant d'éliminer un nul de rayonnement sans diminuer le gain. Cette solution, présentée dans la seconde partie de cette section (cf. Sous-Section 4.4.2), est basée sur l'ajout d'éléments parasites faible bande au-dessus de l'antenne.

4.4.1 Antenne spirale reconfigurable en un réseau de 4 antennes spirales

Présentation du concept proposé

Pour tenter de répondre aux cahiers des charges proposés par le CNES, nous avons donc choisi de travailler à partir d'antennes spirales carrées. Ces antennes sont naturellement large bande, présentent un rayonnement perpendiculaire à l'antenne, une polarisation circulaire et un gain de quelques dB comme demandé. Par contre, elles présentent un rayonnement bi-directionnel ce qui nous a conduit à ajouter un plan de masse en face arrière. Le choix d'une topologie de spirale carrée plutôt que circulaire est lié au fait que l'objectif était de proposer un maximum de reconfigurations possibles à partir du panneau rayonnant conçu. Une structure carrée nous semblait plus facile à reconfigurer en utilisant le principe des matrices commutables constituées d'un ensemble de carrés métalliques connectés les uns aux autres par des interrupteurs [CJQ⁺04]. Si ces matrices sont généralement utilisées pour obtenir des patchs ou des réseaux de patchs de tailles variables, il est également tout à fait possible de dessiner des motifs différents de type spirale ou réseau de spirales par exemple comme illustré sur les Figures 4.67(a) ou 4.67(b).

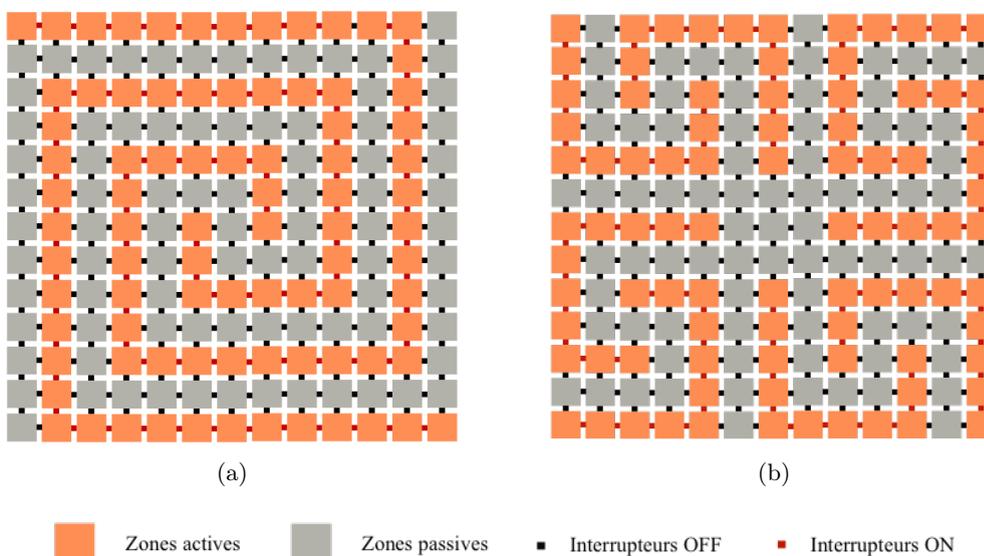


FIGURE 4.67 – Matrice commutable formant une antenne spirale (a) ou un réseau de 4 antennes spirales (b).

En utilisant ce principe, un panneau rayonnant permettant de passer d'une antenne spirale de grande taille à un réseau de 4 spirales plus petites a été développé. Cependant, pour qu'une antenne spirale fonctionne correctement, elle doit être auto-complémentaire, c'est-à-dire que la largeur des conducteurs doit être égale à l'écart entre ces conducteurs. Or, les fentes d'une antenne spirale formée à partir d'une matrice commutable sont remplies de carrés métalliques parasites et la structure a donc été optimisée pour ne garder que les éléments métalliques nécessaires aux différentes configurations. Ceci a permis de minimiser l'impact des zones passives sur le fonctionnement de l'antenne dans une configuration donnée. La structure finalement obtenue est présentée en Figure 4.68. Sur cette figure, les éléments en vert sont ceux utilisés dans les deux configurations, ceux en violet ne sont utilisés que dans la première configuration (antenne spirale carrée unique) et ceux en orange uniquement dans la deuxième (réseau de 4 antennes spirales); les éléments qui ne sont utilisés que dans une configuration sont donc des éléments parasites dans l'autre configuration. On peut constater que, grâce à l'optimisation effectuée, la moitié des éléments et des interrupteurs associés d'une matrice commutable classique a pu être supprimée. La zone reconfigurable est alors définie par un losange au centre de la structure qui comporte un ensemble de rectangles métalliques connectés les uns aux autres par des interrupteurs afin de pouvoir modifier la topologie de l'antenne.

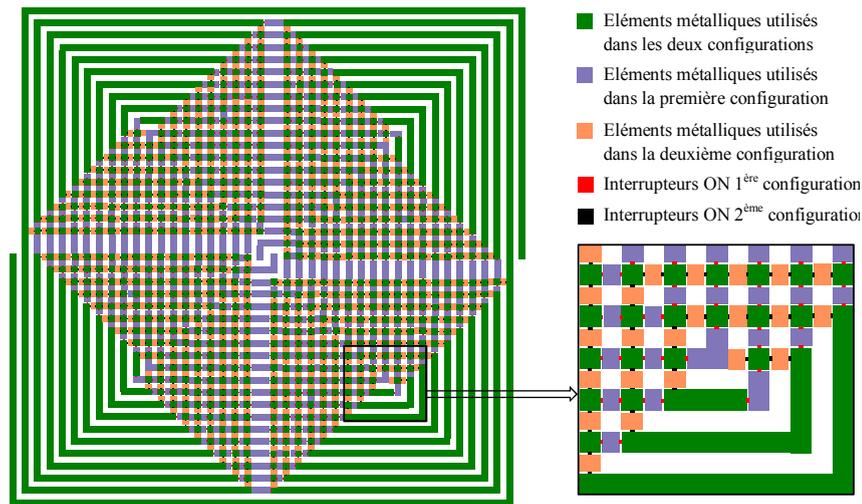


FIGURE 4.68 – Panneau rayonnant reconfigurable en une antenne spirale ou un réseau de 4 spirales.

Ce panneau rayonnant peut donc prendre 2 formes différentes suivant l'état des interrupteurs. Ces 2 configurations sont présentées en Figures 4.69(a) pour la première (grande spirale) et 4.69(b) pour la seconde (réseau de 4 spirales). Pour alléger les illustrations, les interrupteurs n'y sont plus représentés. D'une configuration à l'autre, certains éléments métalliques passent de l'état actif à l'état passif et inversement. Les antennes spirales de la seconde configuration ont été dimensionnées pour occuper la plus grande surface possible et ainsi avoir une fréquence de fonctionnement la plus basse possible. L'un des intérêts d'une telle reconfiguration est d'utiliser les parties extérieures du panneau rayonnant qui ne sont plus utilisées à partir d'une certaine fréquence dans la première configuration. Le passage à la seconde configuration permet donc pour les plus hautes fréquences d'améliorer le rendement de surface, le gain ou encore de proposer de nouvelles fonctionnalités à l'antenne comme nous le verrons par la suite.

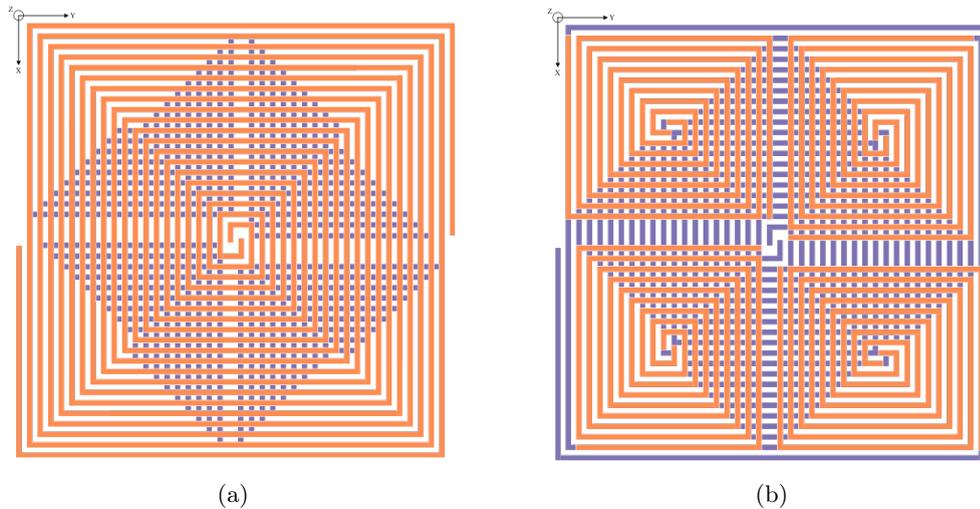


FIGURE 4.69 – Panneau rayonnant dans ses 2 configurations : (a) grande spirale, (b) réseau de 4 spirales (zones actives en orange et zones passives en violet).

Dans l’optique d’une réalisation pratique, le panneau rayonnant a été conçu sur un substrat de type Duroïd de permittivité relative 2,2 et d’épaisseur 1,575 mm. Le choix d’une telle épaisseur a pour but d’obtenir une structure assez rigide pour supporter l’antenne. Notez, cependant, que pour ne pas avoir à réaliser et surtout à mesurer des panneaux de trop grandes dimensions, la fréquence basse de fonctionnement a été ramenée à 400 MHz au lieu de 30 MHz pour les démonstrateurs réalisés. Le principe pourrait cependant être facilement étendu à des fréquences de fonctionnement plus basses en agrandissant encore le panneau rayonnant et en augmentant le nombre de tour de la spirale.

La largeur des brins et des fentes a été l’objet d’un compromis entre une valeur suffisamment faible pour que la spirale ait un grand nombre de tours assurant ainsi un bon fonctionnement aux fréquences les plus basses mais pas trop petite quand même afin de limiter les couplages entre les brins. La dimension des éléments utilisés dans une seule configuration a été choisie en envisageant l’intégration future d’interrupteurs de type MEMS par exemple¹⁶. Au final, on obtient les dimensions suivantes :

- Grande spirale : 207,5 x 207,5 mm² ;
- Petites spirales : 87,5 x 97,5 mm² ;
- Largeur des rubans conducteurs : 2,5 mm ;
- Dimensions des éléments parasites : 2,5 x 2 mm² ;
- Espacement entre un élément conducteur et un élément parasite : 0,25 mm.

Notez que les 4 spirales du réseau dans la seconde configuration sont placées en rotation séquentielle, chacune d’entre elles étant tournée de 90° par rapport à la précédente. En assurant une compensation adéquate des phases au niveau de l’alimentation, un tel agencement permet d’améliorer l’adaptation de l’antenne ainsi que la qualité de la polarisation circulaire [PCVT92].

¹⁶. Comme nous le verrons par la suite, les démonstrateurs réalisés ne comportent ni interrupteurs réels ni lignes de commande associées

Réalisation et caractérisation des démonstrateurs

La structure présentée en Figure 4.68 nécessite, pour être réellement reconfigurable, près de 6000 interrupteurs! Ceci n'est actuellement que difficilement envisageable tant d'un point de vue simulation (les ressources demandées seraient énormes et donc les temps de calculs aussi) que d'un point de vue réalisation pratique. Comme précisé en introduction, nous pouvions nous permettre ce genre de chose pour ces études car il est tout à fait réaliste de penser que dans un futur plus ou moins proche la réalisation d'un tel panneau rayonnant sera tout à fait possible que ce soit en utilisant des MEMS ou tout autre solution de reconfiguration. Par conséquent, au lieu d'un panneau réellement reconfigurable, nous avons conçu, réalisé et caractérisé 2 panneaux à l'état figé, un pour chaque configuration. Pour chacune des configurations, les interrupteurs à l'état bas sont remplacés par des courts-circuits idéaux (il y a une continuité des lignes entre 2 éléments actifs consécutifs) et les interrupteurs à l'état haut par des circuits ouverts (l'espace entre un tronçon actif et un tronçon passif est complètement vide). Par contre, il est important de noter que les éléments non utilisés dans une configuration donnée sont quand même bien présents sur le panneau simulé et fabriqué dans cette configuration. Les structures réalisées sont donc directement les 2 structures présentées en Figures 4.69(a) et 4.69(b).

Dans chaque cas, l'alimentation de la ou des spirale(s) est faite en utilisant des baluns progressifs ultra large bande à transition exponentielle. Ces baluns permettent d'obtenir une alimentation symétrique au niveau de l'accès des 2 brins de chaque spirale à partir d'une alimentation asymétrique. Ils permettent également de réaliser une adaptation d'impédance $50 \Omega - 170 \Omega$ ¹⁷. Les 2 brins de chaque spirale étant séparés de 2,5 mm, l'épaisseur des baluns doit être supérieure à cette valeur afin que connexion puisse se faire entre les 2 lignes du balun et chacun des brins. Nous avons utilisé un substrat de FR4 de permittivité relative 4,4 et d'épaisseur 3,14 mm disponible chez le fabricant.

A chaque panneau fabriqué a aussi été ajouté un certain nombre d'éléments : un plan de masse pour obtenir un rayonnement unidirectionnel, des entretoises en PVC pour fixer l'antenne au plan de masse et des supports en PVC également pour maintenir le ou les balun(s). Dans le cas du réseau de la seconde configuration, des coupleurs hybrides¹⁸ 90° et 180° ont été ajoutés afin de compenser la rotation séquentielle des 4 spirales. Les 2 panneaux rayonnants ainsi que les baluns ont été fabriqués par la société LITHOS sur leur site de Châteaubourg à proximité de Rennes. Les supports mécaniques ont été réalisés au Centre Commun de Mécanique de l'INSA de Rennes et l'assemblage final par Gilles Picoult et Guy Grunfelder à l'IETR.

Les différents éléments fabriqués sont présentés sur les figures suivantes : en Figures 4.70(a) et 4.70(b) les 2 configurations du panneau rayonnant et en Figures 4.71(a) et 4.71(b) les baluns utilisés pour l'alimentation des spirales. Les structures complètes et assemblées sont présentées en Figures 4.72(a) et 4.72(b).

Les 2 configurations du panneau rayonnant ont été caractérisées à l'IETR dans la chambre anéchoïque centimétrique avec un cornet ultra large bande à l'émission de 400 MHz à 5 GHz. Les Figures 4.73(a) à 4.73(d) présentent, pour la première configuration du panneau, le coefficient de réflexion à l'entrée du balun, le diagramme de rayonnement à 1

17. En théorie, l'impédance d'entrée d'une telle spirale est de 188Ω , mais cette impédance diminue en raison de la présence du substrat.

18. Il s'agit de coupleurs ultra large bande, 0,5 à 7 GHz, fabriqués par la société HYTEM.

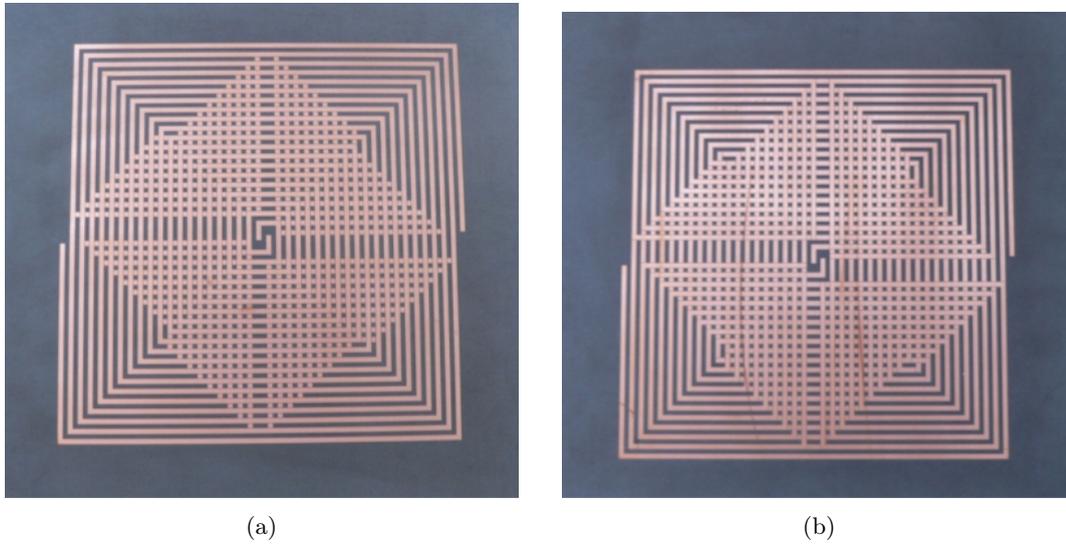


FIGURE 4.70 – Panneaux rayonnants fabriqués pour les 2 configurations : (a) grande spirale, (b) réseau de 4 spirales.

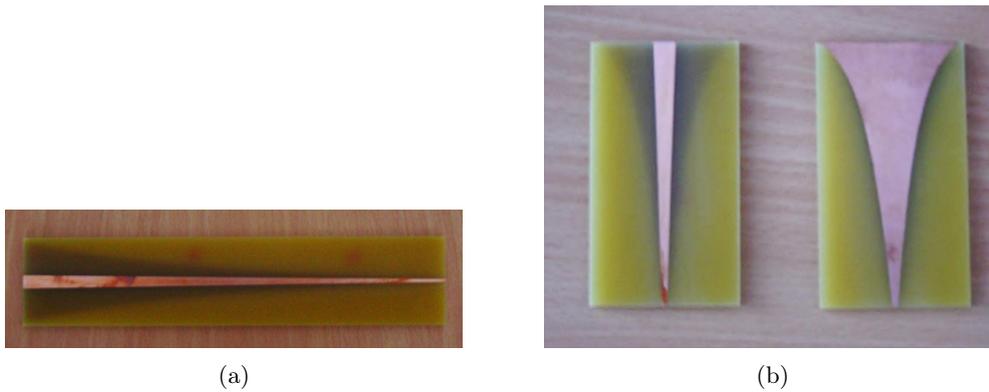


FIGURE 4.71 – Baluns progressifs utilisés pour alimenter la grande spirale (a) ou chacune des 4 spirales du réseau (b).



FIGURE 4.72 – Structures complètes après assemblage : (a) première configuration et (b) seconde configuration.

GHz, l'évolution du gain dans la direction normale au panneau et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, tant en simulation qu'en mesure. On constate que la corrélation entre les simulations et les mesures est très satisfaisante. Le panneau rayonnant dans sa première configuration présente un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB à partir de 400 MHz et un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB et donc une qualité de polarisation circulaire satisfaisante sur quasiment toute la bande allant de 450 MHz à 1 GHz. La présence du plan de masse perturbe fortement les performances de l'antenne en particulier en terme de gain avec l'apparition de nuls de rayonnement lorsque ce plan de masse se retrouve à une distance égale à un multiple entier de demi-longueur d'onde du panneau rayonnant. Pour faire disparaître ces nuls, une solution simple consiste à mettre des absorbants entre le panneau rayonnant et le plan de masse. Cet ajout a été testé tant en simulation qu'en mesure par Vincent CALLEC et a montré, comme attendu, qu'on pouvait effectivement éliminer ces nuls et ainsi obtenir un gain plus constant sur toute la bande mais que le gain maximum alors obtenu est divisé par 2 environ par rapport au cas sans absorbant.

Les résultats de simulations et de mesures du panneau rayonnant dans sa seconde configuration (réseau de 4 spirales) sont présentés Figures 4.74(a) à 4.74(e). On retrouve de nouveau une bonne corrélation entre simulations et mesures ainsi que la présence de nuls de rayonnement dans la direction principale de rayonnement due au plan de masse. Notez que la Figure 4.74(a) présente le coefficient de réflexion à l'entrée d'un balun alimentant une des spirales du réseau lorsque les autres sont chargés par des charges adaptées. Le coefficient de réflexion global à l'entrée du réseau d'alimentation entier – incluant notamment les coupleurs hybrides 90° et 180° utilisés pour compenser la différence de phase due à la rotation séquentielle des éléments du réseau – est présenté Figure 4.74(b). On peut noter que les baluns utilisés pour alimenter les antennes du réseau semblent moins bons que celui utilisé pour la grande spirale (cf. Figure 4.73(a)), le niveau d'adaptation devrait en effet être sensiblement le même avec une fréquence minimale 2 fois plus grande. Cependant, la rotation séquentielle permet de largement compenser ce problème et d'obtenir un très bon niveau d'adaptation en entrée du réseau sur toute la bande mesurée à partir de 800 MHz. Le taux d'ellipticité reste inférieur à 3 dB à partir d'un peu plus de 1 GHz et sur toute la bande de fréquences mesurées hormis autour de 2 GHz, c'est-à-dire autour d'un nul de rayonnement. L'utilisation d'absorbants par exemple permet de retrouver une valeur de ce taux inférieur à 3 dB sur toute la bande. Au final, le passage d'une configuration à une autre permet de conserver un bon taux d'ellipticité à partir de 450 MHz environ et sur toute la bande mesurée si on passe outre les zones associées aux nuls de rayonnement.

Amélioration des performances et application de ce panneau reconfigurable

A la suite du développement de ce premier panneau rayonnant, nous avons proposé diverses pistes pour améliorer ses performances en termes de bande passante couverte et de remontés des lobes secondaires dans la seconde configuration. Nous avons aussi montré qu'il était possible de modifier la direction principale de rayonnement dans la configuration réseau. Ces différents aspects sont très succinctement présentés ici.

Amélioration de la bande passante : Le cahier des charges initial impose une fréquence haute de 20 GHz. La solution présentée précédemment a été dimensionnée pour fonctionner de 400 MHz à 5GHz environ. Pour couvrir la bande allant de 5 à 20 GHz, nous

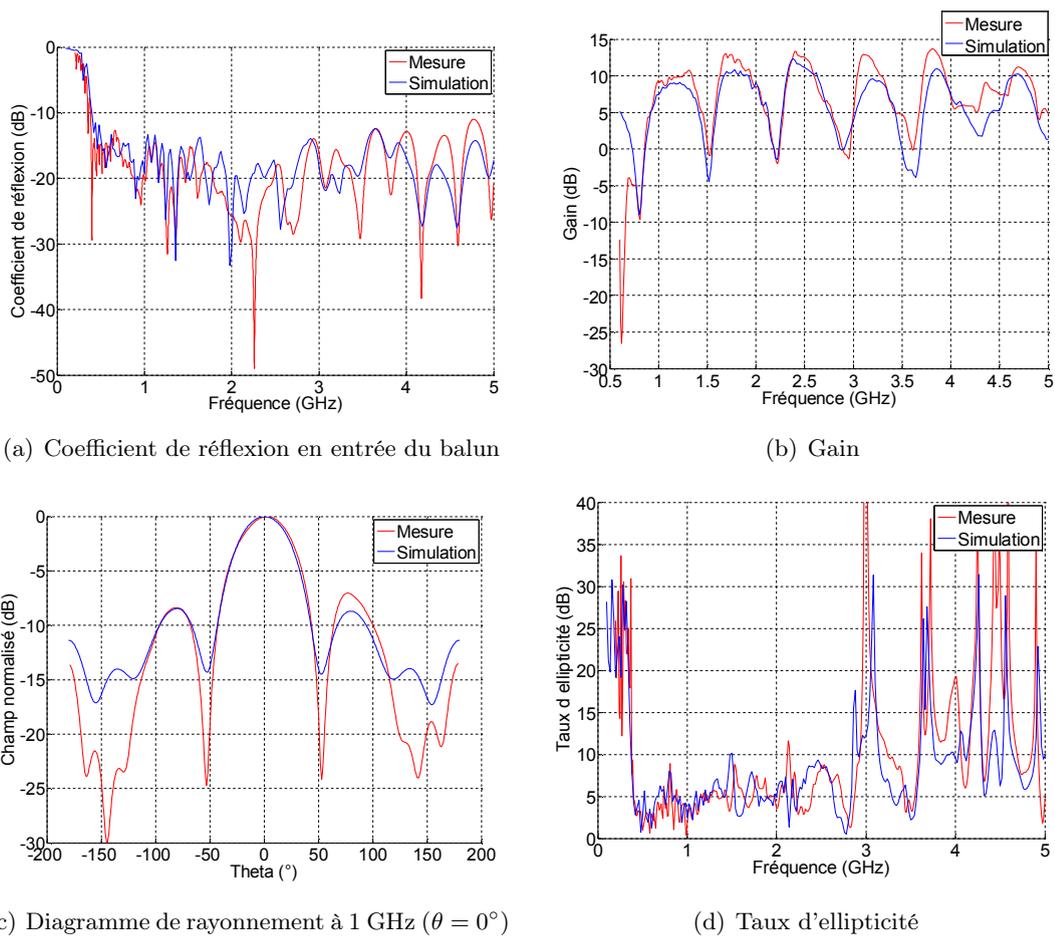
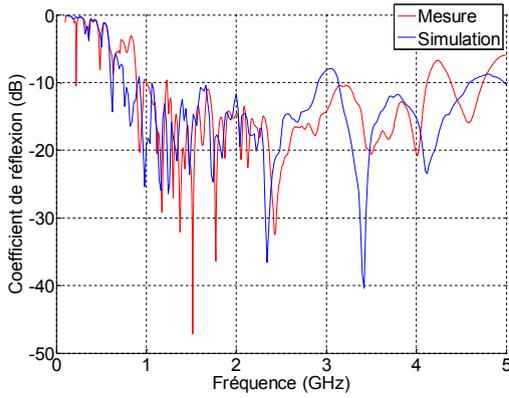
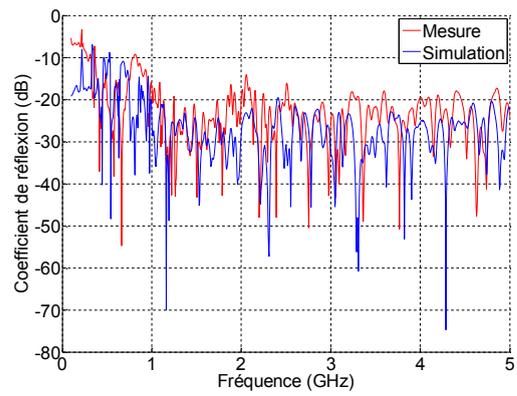


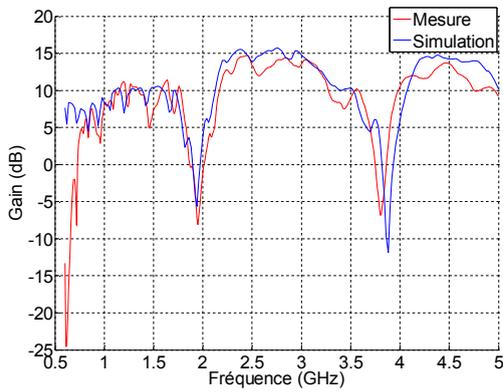
FIGURE 4.73 – Caractéristiques simulées et mesurées du panneau rayonnant dans sa première configuration (grande spirale).



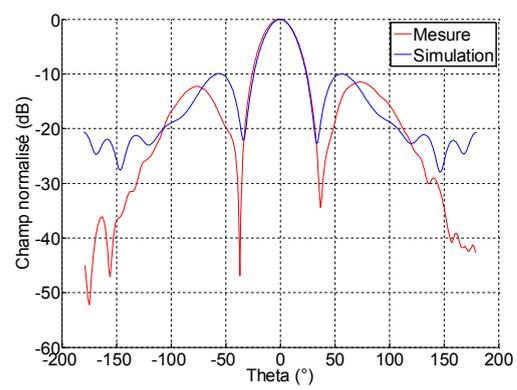
(a) Coefficient de réflexion en entrée du balun



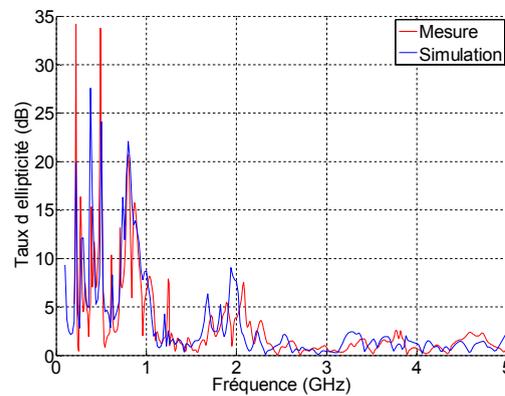
(b) Coefficient de réflexion en entrée du balun



(c) Gain



(d) Diagramme de rayonnement à 2,5 GHz ($\theta = 0^\circ$)



(e) Taux d'ellipticité

FIGURE 4.74 – Caractéristiques simulées et mesurées du panneau rayonnant dans sa seconde configuration (réseau de 4 spirales).

avons étudié l'intégration de spirales d'Archimède [Kai60] au-dessus du panneau rayonnant initial. Ce dernier est alors reconfiguré en plan de masse pour les spirales d'Archimède en connectant ensemble tous les éléments qui permettaient jusque là de former la grande spirale carrée ou le réseau de 4 spirales. Comme l'illustre la Figure 4.75, nous avons ajouté 4 spirales d'Archimède dimensionnées pour couvrir la bande 4 – 20 GHz (rayon interne 2,4 mm et rayon externe 11,9 mm) à une hauteur de $\lambda_0/4$ à 4 GHz. Les différentes études effectuées ont montré que le panneau rayonnant joue bien son rôle de plan de masse bien qu'il est plutôt l'allure d'une grille, les dimensions des trous de cette grille (2,5 mm de côté) étant suffisamment petites vis-à-vis des longueurs d'onde dans la bande d'intérêt. La Figure 4.76 montre que les antennes spirales d'Archimède présentent bien un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB sur la bande 4 – 20 GHz et que la différence avec un plan de masse plein est faible. Les diagrammes de rayonnement restent également quasi-similaires au cas d'un plan de masse complet.

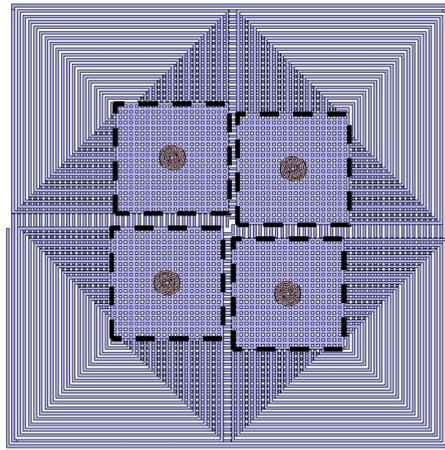


FIGURE 4.75 – Intégration d'antennes spirales d'Archimède au-dessus du panneau initiale et reconfiguration de ce dernier en plan de masse.

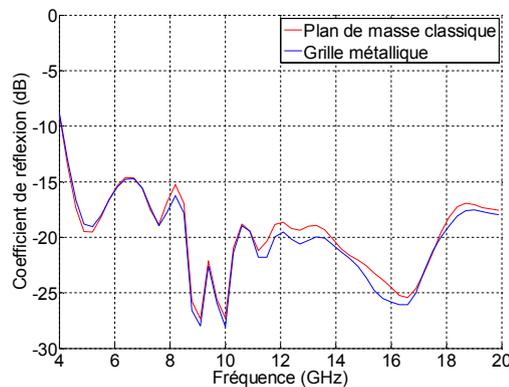


FIGURE 4.76 – Coefficient de réflexion d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'une grille.

Notez que nous avons également montré que la présence des 4 petites spirales d'Archimède au-dessus du panneau rayonnant ne perturbe que très faiblement le fonctionnement de ce dernier dans ses 2 premières configurations. Au final, on obtient donc une bande passante du système complet allant de 400 MHz à 20 GHz en 3 bandes distinctes avec une

bonne polarisation circulaire. Le panneau offre en outre diverses solutions de reconfiguration. Pour descendre encore la fréquence basse de fonctionnement, il suffirait d'augmenter le nombre de tours de la spirale carrée (configuration 1) et donc d'augmenter la taille du panneau rayonnant. Par contre, l'utilisation de ces spirales d'Archimède sur un second panneau au-dessus du premier pour augmenter la bande pose une difficulté quant à leur alimentation. Il faut en effet trouver un système d'alimentation ultra-large bande et particulièrement compact qui ne dégraderait pas le fonctionnement des 2 premières configurations du premier panneau rayonnant.

Réduction des lobes de réseau : Comme tout réseau d'antennes, la seconde configuration du panneau rayonnant est confronté au problème de lobes de réseau. Ceci est particulièrement vrai ici en raison de la large bande passante (environ 1 à 5 GHz). Du coup, la solution qui consiste à assurer un pas de réseau inférieure à $\lambda_0/2$ quelque soit la fréquence conduirait à une distance très faible vis-à-vis de la longueur d'onde aux plus basses fréquences et donc à des problèmes d'implémentation d'une part et de couplage d'autre part.

Une première solution envisagée fût donc de proposer une troisième configuration au panneau en permettant de créer un autre réseau de spirales carrées plus petites et plus proches les unes des autres pour couvrir les fréquences les plus hautes de la bande passante. L'idée consistait à n'utiliser que des zones déjà reconfigurables pour n'ajouter ni nouveaux éléments parasites aux 2 premières configurations ni interrupteurs supplémentaires. Comme le montre la Figure 4.77 sur le diagramme de rayonnement obtenu à 4 GHz pour la seconde et cette troisième configurations, cette solution permettait bien de réduire les lobes de réseau et s'accompagnait d'une augmentation du gain dans la direction principale de rayonnement (11,6 dB au lieu de 9,7 dB ici) et d'un élargissement du lobe principal, la surface utilisée par ce nouveau réseau étant inférieure. Cependant, cette solution nécessite l'intégration de 4 nouvelles alimentations et augmente donc la complexité de la structure.

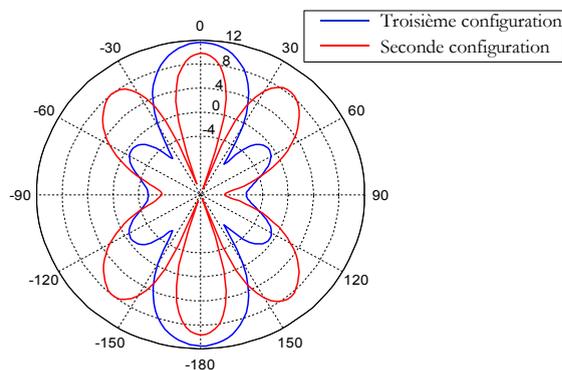


FIGURE 4.77 – Diagramme de rayonnement à 4 GHz du panneau dans ses 2^{ème} et 3^{ème} configurations.

La seconde solution proposée n'implique pas de modification sur le panneau. Il s'agit en fait de faire fonctionner de manière quasi-simultanée les 2 configurations du panneau rayonnant en commutant tous les interrupteurs très rapidement. Si on considère que le champ

incident autour de l'antenne n'a pas varié dans ce court laps de temps¹⁹, on peut alors considérer qu'on se retrouve avec un réseau de 5 antennes (la grande antenne spirale plus les 4 antennes du réseau de la seconde configuration). L'antenne supplémentaire par rapport au réseau de la seconde configuration étant au centre, la distance entre 2 antennes dans ce nouveau réseau est plus petite ce qui permet de réduire les lobes de réseau et d'augmenter le gain comme le montre la Figure 4.78 (en comparaison du cas "Seconde configuration" de la Figure 4.77). Notez que ce résultat a été obtenu en affectant une même pondération aux 2 configurations. En pondérant le champ reçu par la première configuration par rapport à celui reçu par le réseau, on peut encore réduire le niveau des lobes de réseau.

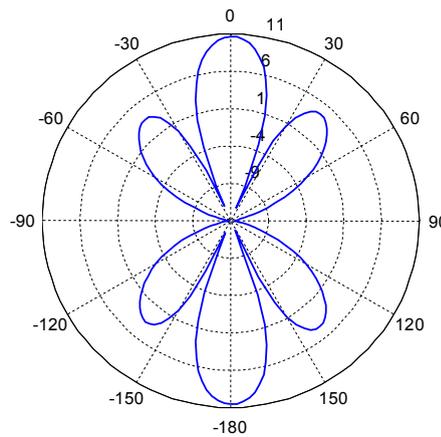


FIGURE 4.78 – Diagramme de rayonnement à 4 GHz en considérant les 2 configurations comme un réseau de 5 éléments.

Reconfiguration du diagramme de rayonnement La seconde configuration étant un réseau de 4 éléments, il est aisé de modifier son diagramme de rayonnement. Il suffit pour cela de modifier la pondération en amplitude et/ou en phase d'une antenne par rapport à une autre. Nous pouvons ainsi modifier la direction principale de rayonnement (cf. Figure 4.79 – les angles entre parenthèses correspondent au déphasage permettant de compenser la rotation séquentielle du réseau) ou même faire apparaître un nul de rayonnement dans la direction perpendiculaire au panneau.

4.4.2 Élimination d'un nul de rayonnement pour une antenne spirale avec plan de masse

Les travaux sur le panneau rayonnant reconfigurable large bande a mis en évidence un problème bien connu des antennes travaillant sur une large bande de fréquences et associées à un plan de masse : l'apparition de nuls de rayonnement dans la direction principale pour une ou plusieurs fréquences. Les nuls de rayonnement apparaissent lorsque l'onde directe et l'onde réfléchi sur le plan de masse se retrouvent en opposition de phase. Ceci se produit à chaque fois que la distance séparant l'antenne du plan de masse est un multiple entier de

19. Pour des applications d'observation spatiale, le signal reçu est généralement intégré sur plusieurs millisecondes alors que les interrupteurs de type MEMS ou semi-conducteurs par exemple permettent une commutation en quelques dizaines de nanosecondes à quelques microsecondes.

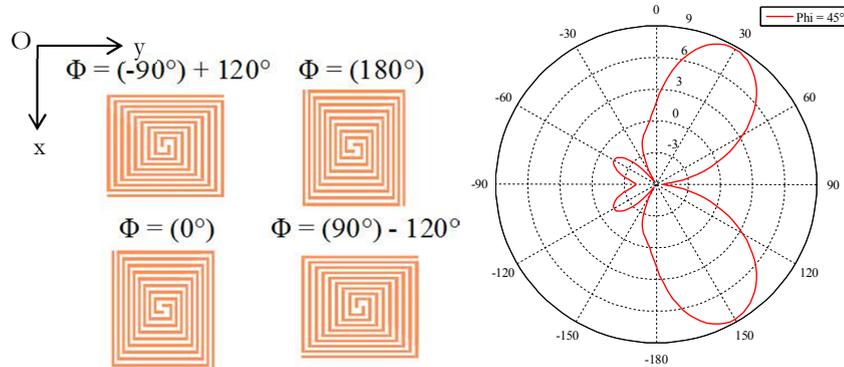


FIGURE 4.79 – Reconfiguration du diagramme de rayonnement de la seconde configuration (ici à 2 GHz).

la demi-longueur d'onde.

Plusieurs solutions existent pour parer à ce problème. La solution probablement la plus connue consiste à utiliser des absorbants entre le panneau rayonnant et le plan de masse [Cor90, TJAH01]. Cependant, la moitié de l'énergie émise par le panneau rayonnant est alors perdue. Une autre solution est basée sur l'utilisation de surfaces hautes impédances qui permettent de réfléchir l'onde avec une phase nulle [IC98, BI04]. Ces surfaces sont en outre placées proches de l'antenne et permettent donc de réduire l'encombrement global de la structure. Toutefois, elles sont difficiles à mettre en oeuvre et fonctionnent généralement sur des bandes passantes relativement faibles, limitant la bande passante de la structure.

L'idée proposée ici consiste à n'agir qu'aux fréquences problématiques, celles auxquelles apparaissent les nuls de rayonnement et non pas sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. En guise d'exemple, nous avons travaillé sur une antenne spirale d'Archimède dimensionnée pour fonctionner entre 1 et 10 GHz (rayon interne 2,4 mm et rayon externe 47,5 mm sur air). La distance entre l'antenne et le plan de masse est calculée pour être égale à $\lambda_0/10$ à 1 GHz ce qui correspond à la distance minimale permettant de ne pas dégrader l'adaptation en basses fréquences. On obtient donc une distance de 30 mm. Cette distance devient égale à $\lambda_0/2$ à 5 GHz et à λ_0 à 10 GHz. Nous avons donc un nul de rayonnement à chacune de ces 2 fréquences.

La solution proposée ici consiste à placer deux anneaux métalliques fins placés au-dessus du panneau rayonnant (cf. Figure 4.80). Initialement, un seul anneau, résonnant à 5 GHz, était prévu et nous avons d'abord pensé à le mettre en-dessous du panneau rayonnant (à une distance de 15 mm, ce qui correspond à $\lambda_0/4$ à 5 GHz). Cette solution permettait bien d'éliminer le nul de rayonnement à 5 GHz mais diminuait de manière importante le gain à des fréquences voisines. En plaçant, l'anneau au-dessus de l'antenne (également à 15 mm, soit $\lambda_0/4$ à 5 GHz), ce dernier apporte alors la même contribution à l'onde directe et à l'onde réfléchi, ce qui permet une meilleure reconstruction à toutes les fréquences et notamment à 5 GHz bien entendu. Cependant, l'utilisation d'un seul anneau conduisait à une diminution du gain entre 5,8 et 8,5 GHz et ne résolvait pas le problème du nul de rayonnement à 10 GHz. Un second anneau, résonnant à 9 GHz, a donc été ajouté sur le même panneau que le premier pour parer à ces problèmes.

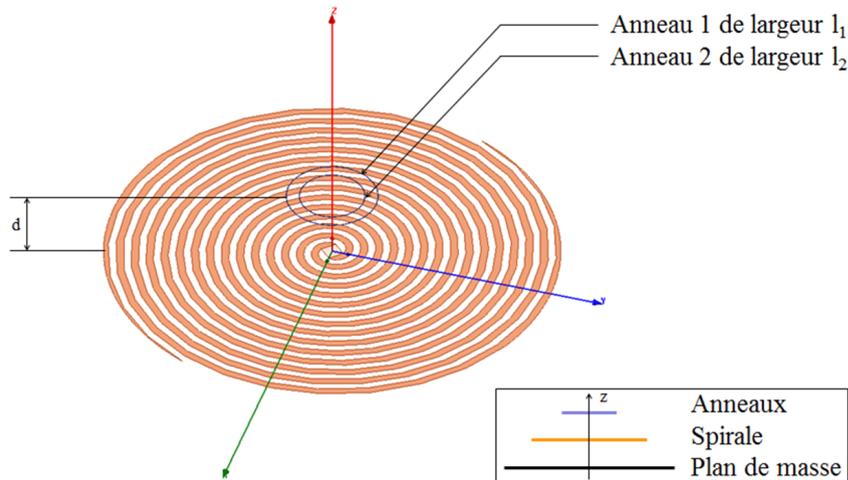


FIGURE 4.80 – Antenne spirale d’Archimède avec plan de masse (non représenté ici) et anneaux métalliques parasites

Les 2 panneaux de la structure finale ont été fabriquées sur un substrat Duroïd de permittivité relative 2,2 et d’épaisseur 0,508 mm. Les 2 anneaux ont une largeur de 0,1 mm, l’anneau résonnant à 5 GHz ayant un diamètre de 16,6 mm et celui résonnant à 9 GHz de 8,5 mm. La distance entre l’antenne et les anneaux est finalement de 11 mm. Toutes ces dimensions sont le résultat d’une optimisation et d’un compromis entre l’encombrement total, le gain dans la bande et la qualité des diagrammes de rayonnement. La Figure 4.81 présente la structure fabriquée et la Figure 4.82 les principales caractéristiques simulées et mesurées de cette antenne. Notez que nous avons à nouveau utilisé une alimentation par balun progressif comme pour le panneau rayonnant reconfigurable présenté précédemment (cf. Sous-Section 4.4.1).

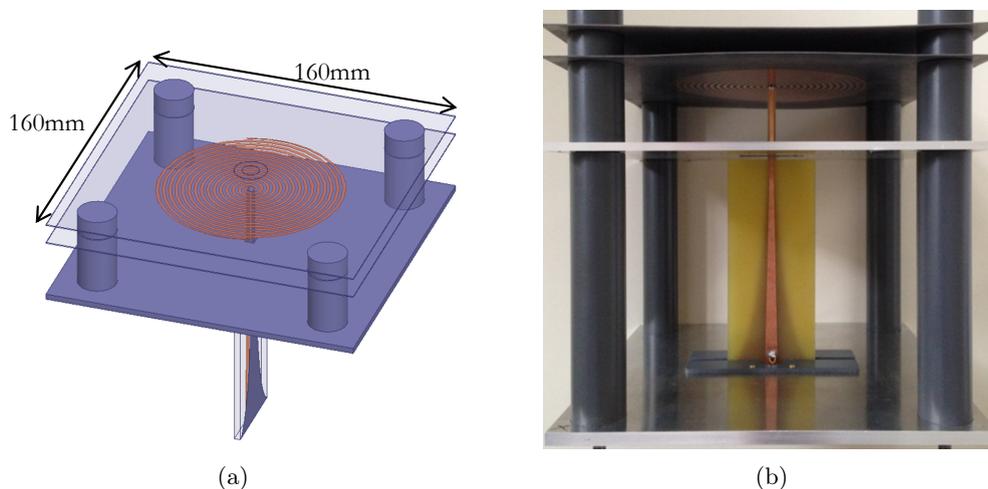


FIGURE 4.81 – Représentation schématique (a) et photographie (b) de l’antenne spirale d’Archimède avec plan de masse et 2 anneaux parasites.

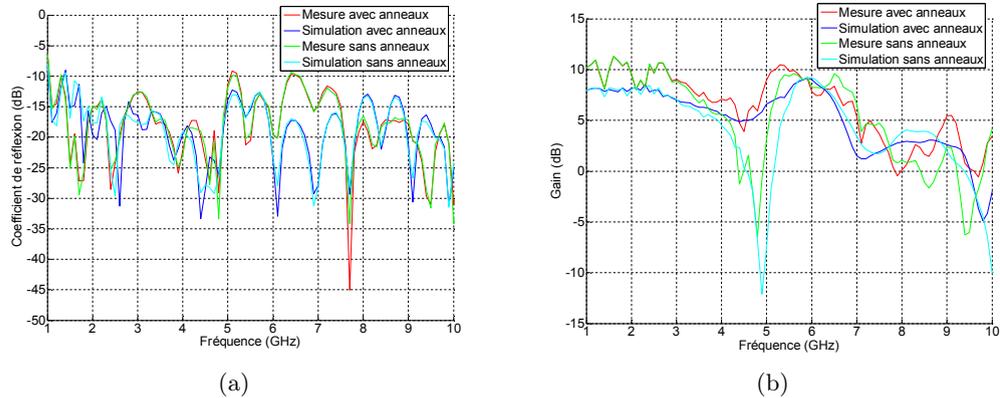


FIGURE 4.82 – Coefficients de réflexion (a) et gain (b) simulés et mesurés de l'antenne spirale d'Archimède avec plan de masse et avec ou sans les 2 anneaux parasites .

4.4.3 Conclusion et perspectives

Ces travaux sur les panneaux rayonnants reconfigurables et à très larges bandes m'ont permis d'aborder de nouveaux aspects du "monde" des antennes. Ce projet très amont nous permettait de profiter d'une certaine liberté vis-à-vis des contraintes technologiques, ce qui le rendait d'autant plus intéressant et enrichissant. Je remercie d'ailleurs Hubert DIEZ pour cela et j'avoue que j'apprécierai pouvoir de nouveau travailler dans un tel contexte! Les solutions proposées me semblent pertinentes même si la faisabilité du panneau rayonnant reconfigurable est facilement critiquable pour l'instant. Il serait intéressant de reprendre ce type d'architecture reconfigurable à la lumière des récents travaux sur les matériaux à transition métal-isolant (MIT) de type Dioxyde de Vanadium par exemple [CES⁺09, CFC⁺15, MBC⁺15].

La dernière partie de ces travaux sur les antennes spirales avec plan de masse offre de multiples perspectives pour améliorer leur fonctionnement sur une large bande de fréquences. Une première étude pourrait consister à multiplier le nombre d'éléments parasites sur un ou plusieurs niveaux de métallisation pour essayer d'éliminer un maximum de nuls de rayonnement. On pourrait même imaginer ajouter des éléments d'accord dans ces éléments parasites pour contrôler leur fréquence de résonance et donc le rayonnement de la structure. Ces travaux n'ont pour l'instant pas vu le jour faute de temps et de financement, mais je ne désespère pas pouvoir les mettre en oeuvre à court ou moyen termes.

Résonateurs et filtres passe-bande reconfigurables et/ou multi-bandes

5.1 Introduction

La seconde partie de mes travaux de recherche concerne les filtres multi-bandes passifs ou reconfigurables. Les filtres multi-bandes se présentent aujourd'hui comme un élément clé de nombreux systèmes de télécommunications actuels et futurs qui intègrent et intégreront de plus en plus de normes et de standards de communications dans un même terminal. Ainsi, afin de minimiser, entre autres, les contraintes d'encombrement, de poids et de coûts dans la conception de ces terminaux multi-standards, une solution consiste à utiliser des front-ends radio multi-bandes. Dans ces front-ends, les filtres occupent une place non négligeable de part leur nombre et leur difficulté à être miniaturisés. Depuis le début des années 2000 en particulier, de nombreux travaux ont été effectués et présentés sur les filtres multi-bandes. La plupart se concentre sur des solutions bi-bandes [QRP03b, TLT05, LJ06, GLSP06, ZX07, NBVS08, LHW08] et plus rarement sur des structures tri-bandes [HWL08, CC09, CCTW09, JGCB13] ou quadri-bandes [WY11, KLCC11]. On trouve aussi quelques travaux proposant des méthodes conception de filtres proposant un nombre de bandes quelconque [QMC⁺07, ABS⁺07, KLLC10, GLSP11, CHHW12].

Afin d'augmenter la flexibilité de ces filtres multi-bandes, il peut être intéressant de les rendre également reconfigurables. S'il existe de très nombreux travaux sur les filtres monobandes reconfigurables que ce soit à base d'éléments semi-conducteurs [MTR⁺00, TPLRA02, ETR09, SMTB11], à base de MEMS [MOD⁺04, LWP⁺07, PCFS15, 67], d'une combinaison de ces 2 technologies [AR16] ou de matériaux agiles [VVPN03, LMT⁺07, GDB⁺14, DPPM⁺15], les travaux sur les filtres multi-bandes reconfigurables sont moins nombreux et plus récents [ZX08, GLM⁺09, AH10, ZLX⁺12, CJL13, GGG15, GGGD⁺16, KKS17]. La plupart de ces solutions sont basées sur l'utilisation de résonateurs chargés par des diodes et concernent uniquement des filtres bi-bandes. En fonction de la position de ces diodes et de la complexité de la structure, on trouve différentes possibilités de reconfigurations : contrôle de la fréquence centrale d'une seule bande passante [ZX08, GLM⁺09, AH10], de la fréquence centrale des 2 bandes passantes mais avec une largeur de bande absolue qui reste fixe [ZLX⁺12], ou un contrôle indépendant des 2 bandes passantes en terme de fréquence centrale et de largeur [CJL13]. Les travaux présentés dans [KKS17] proposent une structure bi-bande permettant différentes reconfigurations à base de MEMS et en particulier un contrôle de la largeur des 2 bandes passantes. Enfin, la solution présentée dans [GGG15, GGGD⁺16] propose une approche relativement simple pour concevoir des filtres multi-bandes offrant de multiples degrés de reconfiguration. Cette structure est particulièrement intéressante et me semble l'une des plus avancées actuellement. Cependant, elle est aussi a priori assez encombrante, implique l'utilisation d'un nombre élevé de capacités variables (8 par résonateur pour un filtre quadri-bande) et présente encore quelques limitations comme l'impossibilité d'avoir des ondulations différentes pour chaque bande.

On constate donc que les solutions de filtres multi-bandes reconfigurables sont encore peu nombreuses et généralement limitées en terme de possibilités offertes (nombre de bandes, nombre de caractéristiques contrôlables, etc.). Vis-à-vis de mes travaux antérieurs [100] et de mon intérêt encore important pour ce domaine de recherche, j'ai souhaité m'y plonger de nouveau. Je ressentais d'ailleurs une certaine frustration après avoir stoppé une activité passionnante alors que les idées à exploiter étaient et sont encore nombreuses. Profitant de la relative indépendance que me confère le statut d'Enseignant-Chercheur pour développer mes activités de recherche, j'ai donc pris le parti de développer une activité orientée "circuit" dans un laboratoire au sein duquel les travaux dans le domaine des hyperfréquences se focalisent essentiellement sur les antennes¹.

J'ai démarré mes travaux sur la thématique des filtres multi-bandes reconfigurables en repartant de mes travaux de thèse qui ont principalement porté sur la synthèse et la conception de filtres passe-bandes reconfigurables à base de MEMS [100]. L'un des points majeurs de ces travaux a été la conception et la réalisation d'un filtre reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante indépendamment et simultanément en se basant sur la topologie DBR (Dual-Behaviour Resonator) [67] préalablement développée dans le cas passif par Cédric Quendo au LEST [Que01, QRP03a]. Outre la réalisation de démonstrateurs, une synthèse de ce filtre associant résonateurs DBR et capacités a été développée. La prise en compte des capacités dès la synthèse facilite significativement la conception de filtres reconfigurables car cela permet de limiter grandement les inévitables étapes d'ajustement des dimensions associées à l'introduction a posteriori d'éléments localisés dans un circuit micro-onde. Ces travaux se limitaient toutefois au cas de filtres mono-bandes. J'ai donc souhaité à l'image de ce qu'avait fait Cédric Quendo dans le cas des filtres passifs [QMC⁺07] les étendre au cas de filtres multi-bandes. Ceci constitue la première partie de mon activité filtrage au sein de l'IETR et est présenté en section 5.2.

Si ces travaux ont été publiés [4], ils ont été l'objet d'une critique importante sur la non prise en compte du paramètre de pente dans les équations de synthèse. Cette absence rend plus difficile la conception de filtres d'ordre n quelconque obtenus en associant n résonateurs DBR séparés par des inverseurs d'admittance, ces derniers étant dimensionnés à partir de ce paramètre de pente. Cette remarque avait déjà été faite à Cédric Quendo lors de la publication des résonateurs DBR multi-bandes passifs [QMC⁺07]. C'est pourquoi nous avons choisi de reprendre ces équations de synthèse en y incluant cette fois le paramètre de pente. Toutefois, la complexité des équations résultantes nous a poussé à nous concentrer dans un premier temps sur des filtres bi-bandes passifs. Ces travaux constituent la seconde partie de ce chapitre (cf. section 5.3).

Ce chapitre se terminera par une conclusion sur les travaux réalisés et une présentation des travaux envisagés par la suite, certains d'entre eux ayant démarrés récemment (cf. section 5.4).

Vous constaterez rapidement que je rentre ici plus dans les détails dans ce chapitre que lors du premier dédié à mes travaux de recherche sur les antennes (cf. Chapitre 4). Ceci s'explique par le fait que je suis l'artisan principal de ces travaux alors que mes activités dans le domaine des antennes ont toutes été développées à travers le travail d'étudiants en stage ou en doctorat.

1. Notez que, pour l'instant, personne n'a crié au scandale ou ne m'a traité d'hérétique! Je dois même reconnaître que plusieurs sollicitations récentes m'encouragent dans cette voie.

5.2 Résonateurs DBR multi-bandes reconfigurables

5.2.1 Principe de fonctionnement et équations de synthèse

Un résonateur à comportement dual (Dual-Behaviour Resonator, DBR) consiste en une association en parallèle de structures stop-bandes. Chacune d'entre elles crée un zéro de transmission indépendant des autres structures stop-bandes et une combinaison constructive de leurs admittances permet d'obtenir une résonance entre 2 zéros successifs. Ainsi, un résonateur DBR constitué de $N + 1$ structures stop-bandes permet d'obtenir $N + 1$ zéros de transmission et N bandes passantes. Dans le cas d'un résonateur reconfigurable, chaque structure stop-bande est reconfigurable permettant le contrôle indépendant de chaque zéro de transmission. Ceci offre une très grande souplesse pour reconfigurer la réponse du résonateur tant en terme de fréquences de résonance qu'en terme de contrôle des largeurs des bandes passantes dans le cas de filtres d'ordre supérieur.

Le schéma de principe d'un tel résonateur dans le cas reconfigurable est présenté en Figure 5.1(a) avec la solution de structure stop-bande utilisée ici en Figure 5.1(b). Cette dernière est constituée d'un stub parallèle chargé par une capacité variable. Un résonateur à N bandes sera donc constitué dans notre cas de $N + 1$ stubs parallèles, chacun étant chargé par une capacité variable.

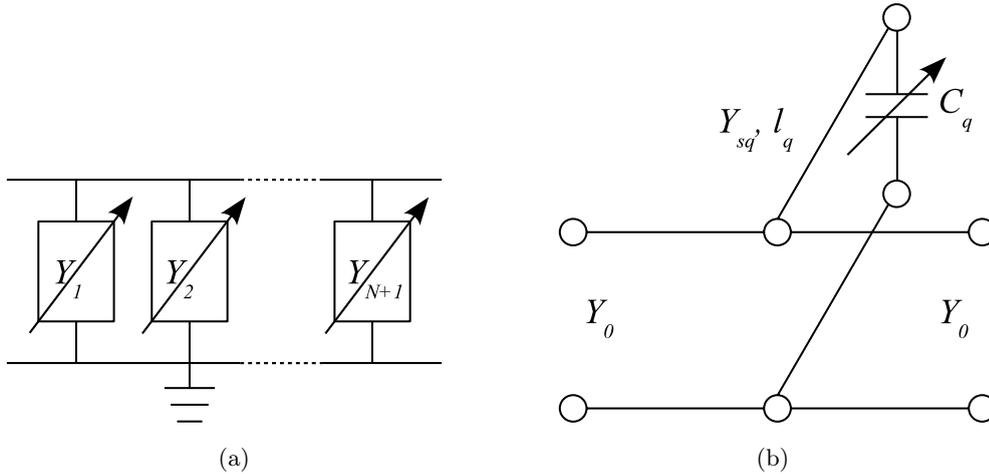


FIGURE 5.1 – Structure générale d'un résonateur DBR reconfigurable à N bandes (a) et description d'une structure stop-bande (b).

L'association en parallèle de $N + 1$ structures stop-bandes, définies par leur admittance $Y_q(f)$ variable en fréquence (f), conduit donc à la création de $N + 1$ zéros de transmission via l'équation (5.1) :

$$Y_q(f_{zq}) \rightarrow \infty \quad \text{avec } q = 1, 2, \dots, N + 1 \quad (5.1)$$

où f_{zq} représente la fréquence du $q^{\text{ième}}$ zéro de transmission. N fréquences de résonance, f_{0p} , peuvent également être obtenues par recombinaison constructive de l'ensemble des admittances :

$$\sum_{q=1}^{N+1} Y_q(f_{0p}) = 0 \quad \text{pour } p = 1, 2, \dots, N \quad (5.2)$$

Dans le cas présent, chaque structure stop-bande est constituée d'un stub d'admittance caractéristique Y_{sq} et de longueur électrique $\theta_q(f)$ terminé par une capacité variable de

valeur initiale C_q . L'admittance en entrée d'une structure stop-bande est donc donnée par :

$$Y_q(f) = jY_{sq} \frac{2\pi f C_q + Y_{sq} \tan(\theta_q(f))}{Y_{sq} - 2\pi f C_q \tan(\theta_q(f))}. \quad (5.3)$$

Dans cette équation, la longueur électrique $\theta_q(f)$ est liée à la longueur physique du stub par l'équation bien connue :

$$\theta_q(f) = \frac{2\pi f}{c_0} l_q \quad (5.4)$$

où c_0 représente la célérité de la lumière dans le vide.

L'utilisation de l'équation (5.3) dans (5.1) pour chaque valeur de q permet d'obtenir la valeur des $N + 1$ capacités :

$$C_q = \frac{Y_{sq}}{2\pi f_{zq} \tan(\theta_q(f_{zq}))}. \quad (5.5)$$

L'introduction de (5.5) dans (5.3) et l'utilisation de l'équation résultante avec l'équation (5.2) permet d'obtenir l'admittance caractéristique des N premiers stubs :

$$y_s = X^{-1} y_{N+1}. \quad (5.6)$$

Dans cette équation (5.6), y_s est le vecteur des admittances caractéristiques des N premiers stubs :

$$y_s = [Y_{s1}, Y_{s2}, \dots, Y_{sN}]^t. \quad (5.7)$$

et X est une matrice carrée $N \times N$. Ces éléments sont définis par :

$$x_{pq} = \frac{f_{0p} + f_{zq} \tan(\theta_q(f_{zq})) \tan(\theta_q(f_{0p}))}{f_{zq} \tan(\theta_q(f_{zq})) - f_{0p} \tan(\theta_q(f_{0p}))} \quad (5.8)$$

avec $p = 1, 2, \dots, N$ et $q = 1, 2, \dots, N$. Enfin, le vecteur y_{N+1} est défini par :

$$y_{N+1} = -Y_{sN+1} [x_{1,N+1}, x_{2,N+1}, \dots, x_{N,N+1}]^t \quad (5.9)$$

où les N coefficients $x_{p,N+1}$ sont donnés par l'équation (5.8) en prenant $q = N + 1$.

Dans cette synthèse, la longueur physique des $N + 1$ stubs et l'admittance caractéristique du dernier stub, Y_{sN+1} , sont des degrés de liberté. Ils peuvent être ajustés en fonction des contraintes technologiques fixées par le cahier des charges (caractéristiques du substrat, limitation technologique, choix de la technologie pour réaliser les capacités variables, etc.). Ils peuvent également permettre d'obtenir plusieurs valeurs du paramètre de pente associé à chaque résonance même si ces derniers ne sont pas directement pris en compte dans cette synthèse.

5.2.2 Application au cas d'un résonateur tri-bande

En guise d'exemple, un résonateur DBR tri-bande reconfigurable en lignes idéales est présenté dans cette section. La première étape du développement d'un tel résonateur consiste à fixer les paramètres d'entrée (fréquences de résonance, fréquence des zéros de transmission, longueur des stubs et impédance du 4^{ème} stub) afin d'obtenir les impédances et les valeurs initiales des capacités à partir de cette synthèse. Le choix de ces valeurs initiales des capacités peut se faire de plusieurs manières et dépend en fait des composants

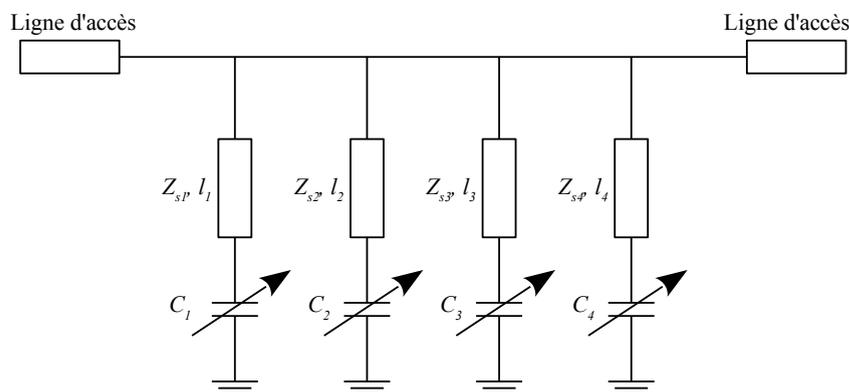


FIGURE 5.2 – Représentation schématique d'un résonateur DBR tri-bande reconfigurable en lignes de transmission idéales.

commerciaux qui seront utilisés par la suite. Dans ce cas, les valeurs initiales des capacités correspondent à une configuration que je qualifierais de "moyenne" de la position des fréquences de résonance et des zéros de transmission. Par configuration "moyenne", j'entends qu'on laisse la possibilité d'augmenter ou de diminuer la valeur des capacités pour reconfigurer ce résonateur. Ainsi, il sera possible d'augmenter ou de diminuer les fréquences de résonance ainsi que celles des zéros de transmission.

Configuration initiale

La Figure 5.2 représente schématiquement un résonateur DBR tri-bande reconfigurable en lignes idéales. Ce dernier présente donc 4 stubs, chaque stub d'impédance $Z_{s_i} = 1/Y_{s_i}$ et de longueur l_{s_i} se terminant par une capacité de valeur C_i ($i \in [1; 4]$). Conformément à la synthèse, la longueur des stubs est imposée en amont (ici $l_i = \lambda_{z_i}/8$ pour les 4 stubs, λ_{z_i} étant la longueur d'onde à la fréquence du $i^{\text{ème}}$ zéro) ainsi que l'impédance du dernier stub ($Z_{s_4} = 130 \Omega$). Cette dernière a été choisie en fonction des contraintes technologiques qui seront utilisées ensuite pour la réalisation de ce résonateur (cf. section 5.2.3. Les autres paramètres d'entrée (fréquences de résonance et fréquence des zéros de transmission) sont listés dans le tableau 5.1. Ce tableau présente également les paramètres de sortie obtenus à partir de la synthèse présentée en section 5.2.1. La réponse initiale de ce résonateur est présentée en Figure 5.3. Elle correspond parfaitement au cahier des charges initial.

Reconfiguration du résonateur DBR tri-bande

À partir de cette configuration initiale, la variation de la valeur des différentes capacités permet de reconfigurer la position des zéros de transmission et par conséquent celle des fréquences de résonances. L'un des intérêts majeurs de la topologie DBR est l'indépendance des différents zéros de transmission. Ainsi, chaque zéro f_{z_i} est contrôlé uniquement par la valeur de la capacité associée C_i , la variation de la valeur d'une des autres capacités n'ayant aucun impact sur sa position. Pour illustrer ce propos, la Figure 5.4 présente l'évolution de la réponse électrique de ce résonateur DBR tri-bande lorsqu'on décroît la valeur des 4 capacités une à une. On constate que, comme prévu, lorsqu'une capacité varie seul le zéro de transmission associé varie.

TABLE 5.1 – Paramètres d’entrée et de sortie de la synthèse d’un résonateur DBR tri-bande reconfigurable.

Paramètres d’entrée		
Fréquences de résonance	Fréquence des zéros de transmission	Longueur des stubs
$f_{01} = 1.0$ GHz	$f_{z1} = 0.85$ GHz	$l_1 = 44.087$ mm
$f_{02} = 1.5$ GHz	$f_{z2} = 1.25$ GHz	$l_2 = 29.979$ mm
$f_{03} = 2.0$ GHz	$f_{z3} = 1.75$ GHz	$l_3 = 21.414$ mm
	$f_{z4} = 2.15$ GHz	$l_4 = 17.430$ mm
Impédance du stub ($N + 1$) (admittance)		$Z_{s4} = 130 \Omega$ ($Y_{s4} = 7.69$ mS)
Paramètres de sortie		
Impédance (admittance) des stubs		Valeur initiale des capacités
$Z_{s1} = 54.82 \Omega$ ($Y_{s1} = 18.24$ mS)		$C_1 = 3.415$ pF
$Z_{s2} = 63.74 \Omega$ ($Y_{s2} = 15.69$ mS)		$C_2 = 1.998$ pF
$Z_{s3} = 87.32 \Omega$ ($Y_{s3} = 11.45$ mS)		$C_3 = 1.042$ pF
		$C_4 = 0.569$ pF

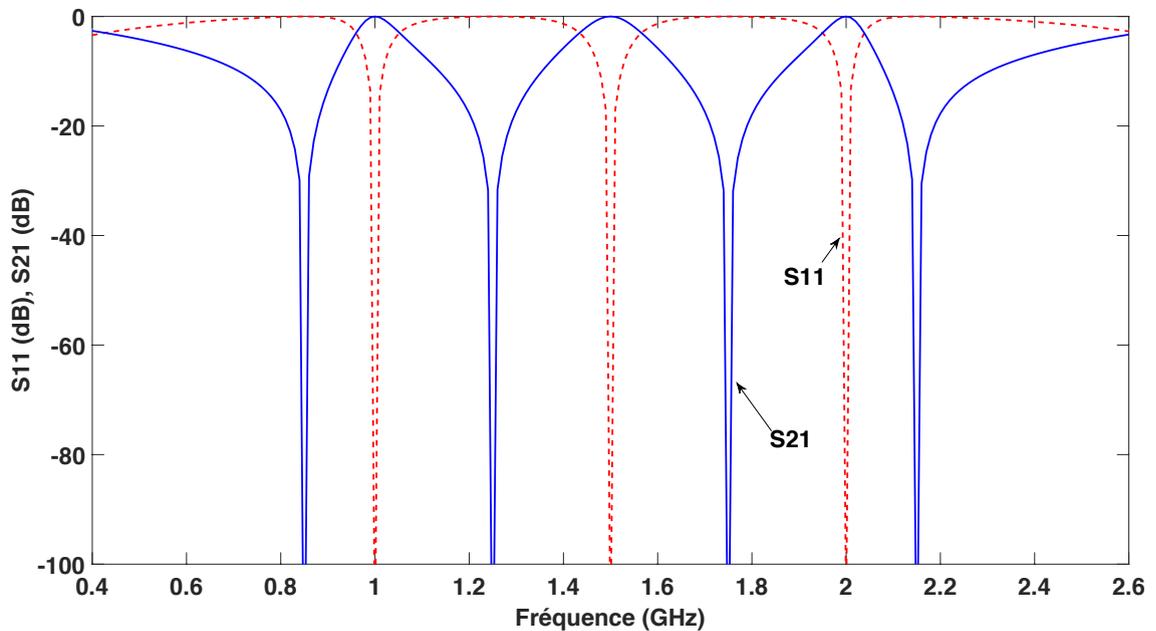


FIGURE 5.3 – Réponse en fréquence du résonateur DBR tri-bande reconfigurable dans sa configuration initiale.

Cette indépendance des zéros de transmission offre un large éventail de possibilité pour reconfigurer ce résonateur. Bien entendu, en choisissant convenablement la fréquence des différents zéros de transmission, on peut tout d’abord contrôler les différentes fréquences

de résonance. Cependant, il est également envisageable de passer de 3 bandes à seulement 2 bandes passantes en supprimant la bande centrale en s'arrangeant pour avoir $f_{z2} = f_{z3}$ par exemple comme illustré en Figure 5.5. Il est également possible de supprimer l'une des 2 autres bandes ou, dans le cas de filtres d'ordre supérieur, de contrôler la largeur des différentes bandes passantes.

5.2.3 Réalisation et mesures

Ce résonateur a été réalisé en technologie microruban sur un substrat Rogers RO4003 de permittivité relative $\epsilon_r = 3,55$, de hauteur $h = 508\mu\text{m}$ et de facteur de perte $\tan \delta = 0,0027$ associé à une métallisation de cuivre de conductivité $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{S.m}^{-1}$ et d'épaisseur $t = 17,5\mu\text{m}$. Des diodes varactor de la famille MGV125 (Aeroflex Metelics) en boîtier CMS 0805-02 ont été utilisées en guise de capacités variables. Des circuits d'alimentation et de découplage pour les 4 diodes varactors ont été inclus au montage, avec en particulier l'utilisation de stubs papillons pour un fonctionnement plus large bande. L'ensemble a été simulé et optimisé en utilisant les outils de co-simulations électromagnétiques du logiciel ADS (Keysight Technologies). La Figure 5.6 présente une photographie du circuit fabriqué (a) avec un zoom sur le circuit d'alimentation de l'une des 4 diodes.

Les mesures présentées en Figure 5.7 montrent la variation des 4 zéros de transmission lorsqu'on fait varier les tensions d'alimentation des diodes varactor l'une après l'autre. Dans cet exemple, chaque tension d'alimentation, V_i ($i \in [1; 4]$), est augmentée tour à tour impliquant une diminution de la capacité équivalente C_i de la diode varactor et par conséquent une augmentation de la fréquence du zéro de transmission associé f_{zi} . Sur ces figures, on peut voir un 5^{ème} zéro de transmission apparaître entre 2,4 et 2,6 GHz. Il s'agit en fait du premier harmonique du premier zéro de transmission f_{z1} . Sa position varie donc également avec la tension d'alimentation V_1 . Sa présence implique une 4^{ème} résonance entre 2,2 et 2,4 GHz, plus ou moins marquée en fonction de sa proximité avec le 4^{ème} zéro de transmission f_{z4} .

Notez également sur cette Figure 5.7 que l'augmentation de certaines tensions d'alimentation peut aussi entraîner une légère diminution de la fréquence d'un ou de plusieurs zéros de transmission pourtant théoriquement indépendants. Par exemple, en Figure 5.2.2, f_{z2} décroît lorsque V_4 augmente. Ceci est lié à une isolation insuffisante entre les différentes diodes varactor parce que les lignes RF d'entrée/sortie sont utilisées comme masse commune (associées à des DC blocks pour la mesure). Par conséquent, une petite partie du signal d'alimentation d'une diode peut aller vers une autre diode et non pas directement à la masse. Ceci peut modifier légèrement la tension d'alimentation des autres diodes et donc la position des zéros de transmission. Ceci ne remet pas en cause le concept proposé et une meilleure isolation pourrait être obtenue un circuit dédié juste après chaque diode (une capacité en série avec la diode et une inductance en parallèle connectée à la masse). Cependant, ceci augmente largement la complexité du circuit et diminue notablement les performances du résonateur. On atteint ici une limite à l'utilisation de ce type de composants pour reconfigurer des circuits hyperfréquences relativement complexes. Cet aspect m'a donc encouragé dans ma volonté d'étudier différentes techniques de reconfiguration et en particulier des techniques permettant une isolation plus aisée entre les signaux d'alimentation et les signaux micro-ondes transmis comme par exemple la reconfiguration par voie optique déjà abordée dans la section consacrée aux antennes reconfigurables (cf. Section 4.1.3).

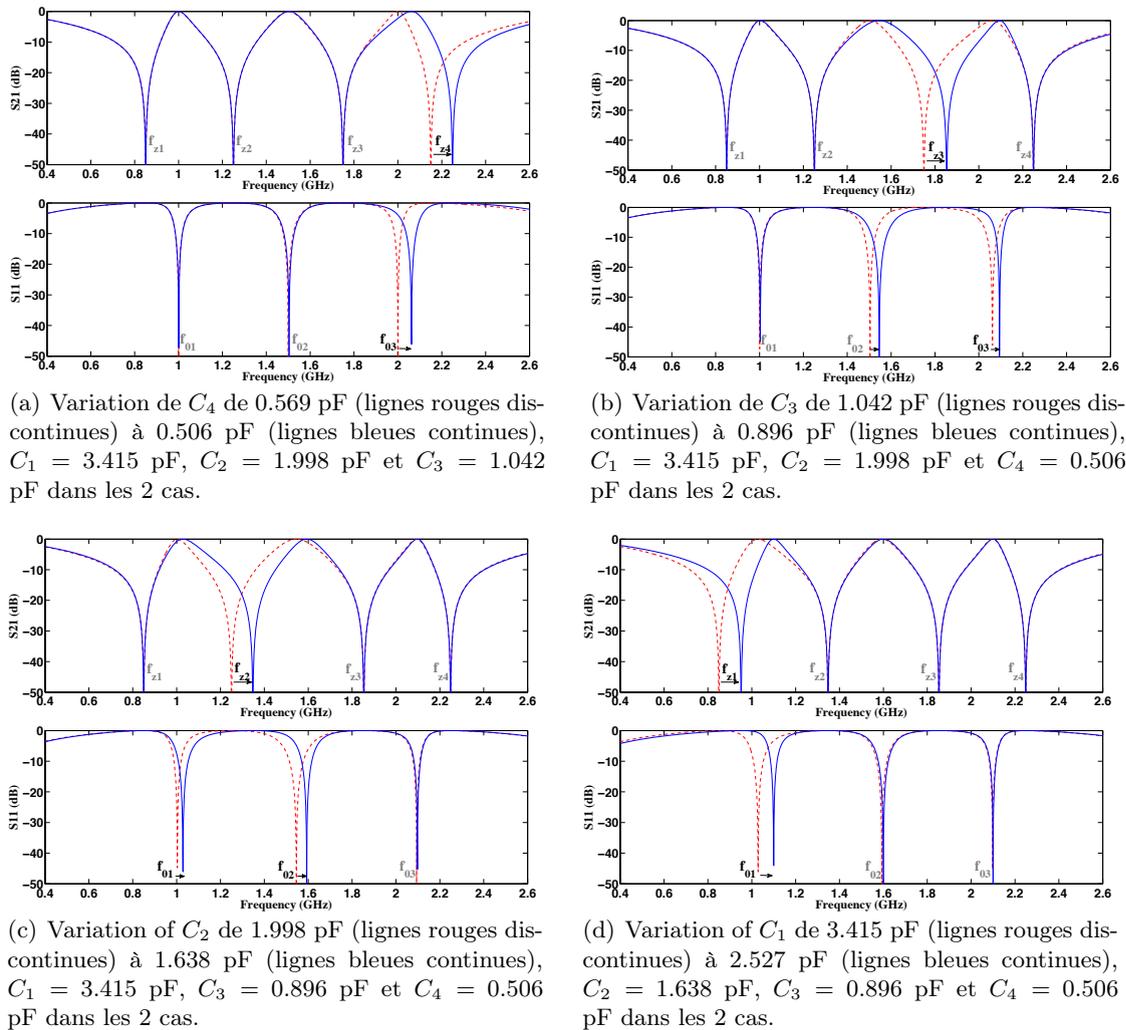


FIGURE 5.4 – Variation de la réponse électrique simulée d'un résonateur DBR tri-bande par modification de la valeur des capacités.

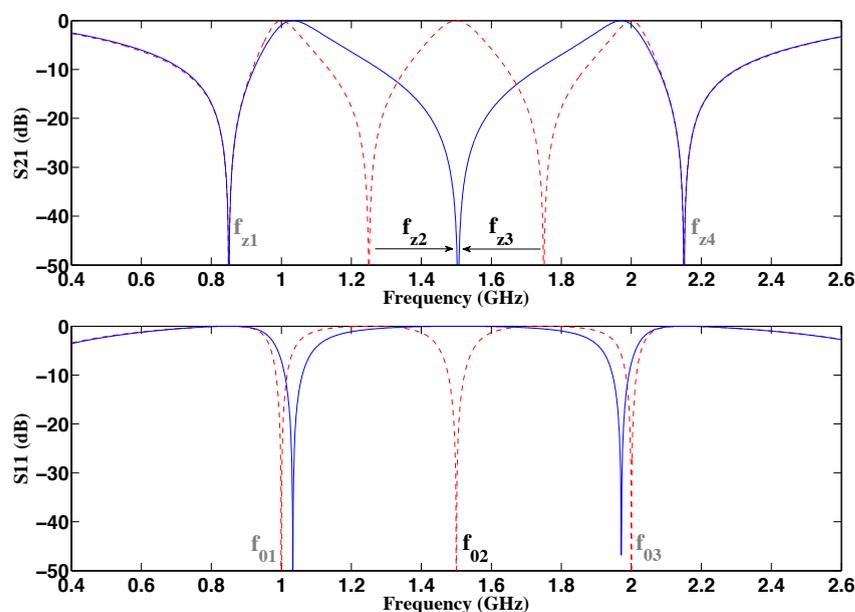


FIGURE 5.5 – Suppression de la bande passante centrale du résonateur tri-bande en variant C_2 et C_3 de 1.998 pF et 1.042 pF (lignes rouges discontinues) à 1.199 pF et 1.511 pF (lignes bleues continues) respectivement ($C_1 = 3.415$ pF et $C_4 = 0.569$ pF dans les 2 cas).

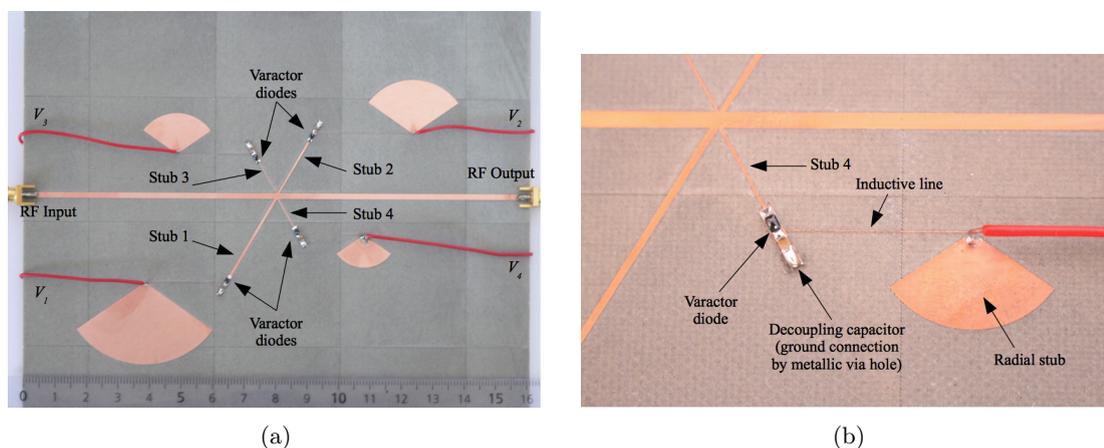


FIGURE 5.6 – Photographie du résonateur DBR tri-bande fabriqué (unité de la règle : le centimètre) (a) et zoom sur le circuit d'alimentation continue d'une diode varactor (b).

La Figure 5.8 présente une comparaison entre la simulation électromagnétique et la mesure dans un cas particulier ($V_1 = 1.5$ V, $V_2 = 3.1$ V, $V_3 = 5.2$ V and $V_4 = 5.8$) qui est en fait la configuration initiale (en ligne rouge discontinue) sur la Figure 5.7(a)). La corrélation entre les simulations et les mesures est très bonne. Le coefficient de réflexion est toujours en mesure inférieur à -13 dB malgré une variation supérieure à 13% pour chaque résonance. Les pertes d'insertion sont comprises entre 0,9 et 3 dB en fonction de la largeur de la bande passante. Une comparaison avec un circuit passif donnant la même réponse que cette configuration reconfigurable nous a permis d'estimer que les diodes varactors augmentent les pertes de 0,5 à 1 dB suivant la fréquence. Ceci est un autre élément justifiant

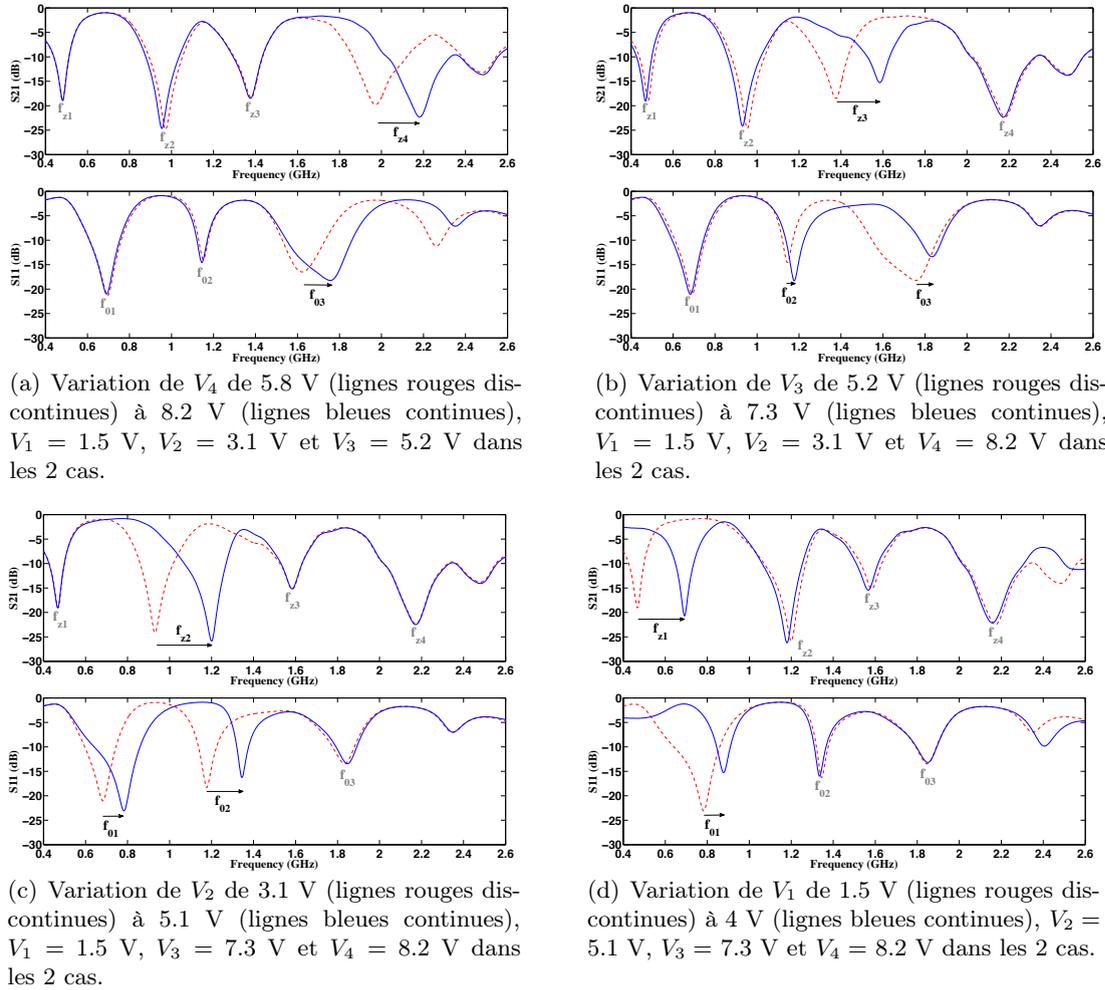


FIGURE 5.7 – Variation de la réponse électrique mesurée d'un résonateur DBR tri-bande par modification des tensions d'alimentation des diodes varactors.

d'autant plus les travaux sur les autres solutions de reconfiguration que je mène au par ailleurs.

5.3 Synthèse de filtres DBR bi-bandes passifs avec prise en compte des paramètres de pente

La synthèse du résonateur DBR multi-bande reconfigurable présentée en Section 5.2 présente une limitation majeure : la non prise en compte du paramètre de pente dans les équations. Ceci complique la réalisation de filtres d'ordre supérieur puisque ce paramètre est utilisé pour dimensionner les inverseurs d'admittances séparant les différents résonateurs. Cette même remarque est valable pour la version passive développée par Cédric Quando dans le cas passif [QMC⁺07]. Plutôt que de parler d'un paramètre de pente, je devrais d'ailleurs plutôt parler de N paramètres de pente puisque pour conserver la plus grande indépendance possible entre les bandes, une valeur différente de ce paramètre peut être envisagée à chaque résonance.

En collaboration avec Cédric Quando, nous avons donc décidé de reprendre les syn-

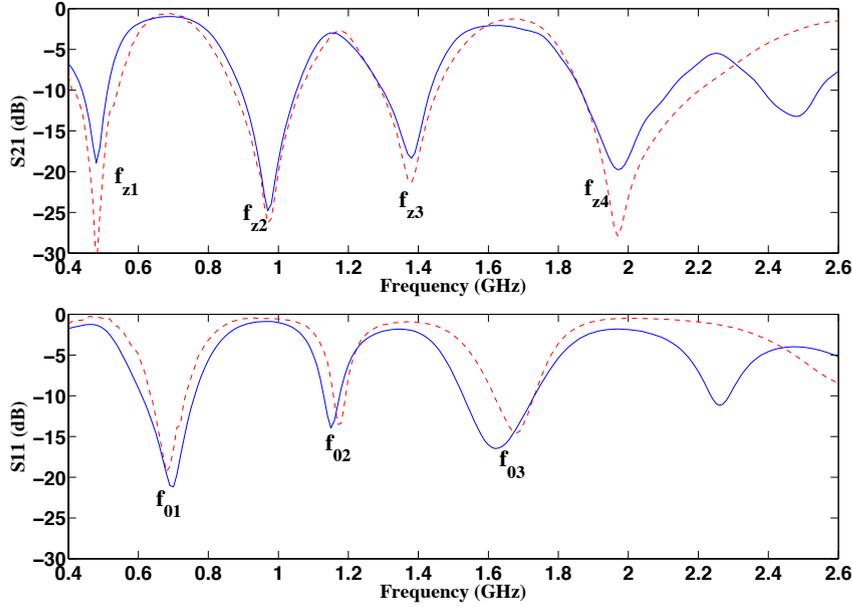


FIGURE 5.8 – Réponses électriques simulée (lignes rouges discontinues) et mesurée (lignes bleue continue) d'un résonateur DBR tri-bande pour $V_1 = 1.5$ V, $V_2 = 3.1$ V, $V_3 = 5.2$ V et $V_4 = 5.8$ V.

thèses des résonateurs DBR multi-bandes en prenant en compte cette fois les paramètres de pente. Par mesure de simplicité, dans un premier temps, nous sommes repartis sur le cas bi-bande passif. Nous avons également travaillé sur une solution d'inverseurs d'admittance bi-bande afin de rendre les filtres conçus réellement bi-bandes.

5.3.1 Synthèse du résonateur DBR bi-bande passif

La réponse électrique d'un résonateur DBR bi-bande est régie par 7 paramètres : 2 fréquences de résonance (f_{01} et f_{02}), 2 paramètres de pente (b_1 à f_{01} et b_2 à f_{02}) et 3 zéros de transmission (f_{z1} , f_{z2} et f_{z3}). Pour fixer indépendamment ces 7 paramètres électriques, le résonateur DBR bi-bande doit présenter 7 paramètres dimensionnels. La structure choisie pour cela est présentée Figure 5.9. Pour obtenir 7 paramètres dimensionnels avec 3 stubs tant en terminaison en circuit ouvert qu'en court-circuit, l'un d'entre eux est divisé en 2 tronçons de même longueur (L_{s2}) mais d'impédances différentes (Z_{s21} et Z_{s22}). Les 2 autres stubs ne présentant pas de saut d'impédances n'ont donc que 2 paramètres dimensionnels chacun (une longueur et une impédance), respectivement (L_{s1} ; Z_{s1}) et (L_{s3} ; Z_{s3}).

Comme dans la cas des précédentes versions des synthèses de résonateurs DBR passifs ou multibandes, les premières étapes de cette nouvelle version repartent du fait que chaque stub crée son propre zéro de transmission et qu'aux 2 fréquences de résonance la somme des admittances ramenées par les 3 stubs est nulle. Les équations résultantes dépendent alors de la terminaison (circuit-ouvert ou court-circuit) de chaque stub. Pour ne pas trop complexifier les équations, nous avons choisi d'imposer la même terminaison à chaque stub. Nous avons donc 2 configurations possibles : soit tous les stubs se terminent par un circuit ouvert, soit ils se terminent tous par un court-circuit. Nous distinguons ci-après ces 2 cas.

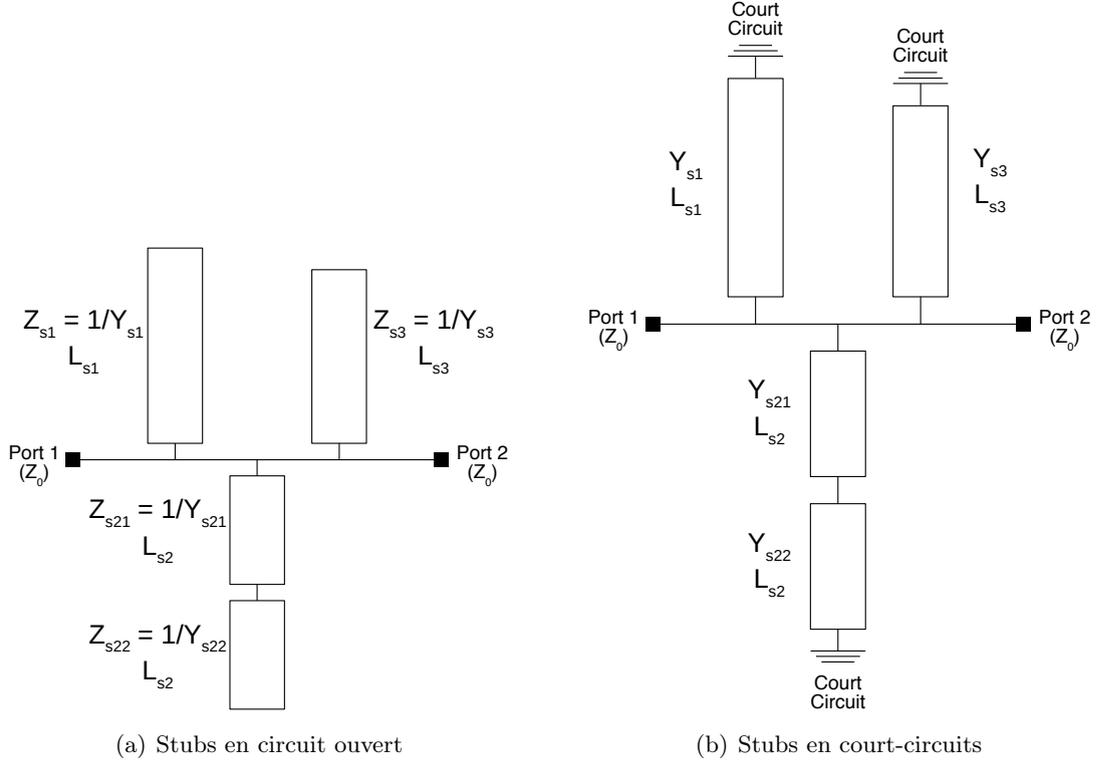


FIGURE 5.9 – Représentation schématique d'un résonateur DBR bi-bande.

Stubs en circuit ouvert

Dans le cas de stubs en circuit-ouvert (cf. Figure 5.9(a)), l'existence des 3 zéros de transmission et des 2 résonances nous conduit à

$$L_{s1} = \frac{c_0}{4f_{z1}} \quad (5.10)$$

$$Y_{s21} = Y_{s22}T_{2z2}^2 \quad (5.11)$$

$$L_{s3} = \frac{c_0}{4f_{z3}} \quad (5.12)$$

$$Y_{s1} = -\frac{1}{T_{11}} \left[Y_{s3}T_{31} + Y_{s22}T_{21} \frac{T_{2z2}^2(1 + T_{2z2}^2)}{T_{2z2}^2 - T_{21}^2} \right] \quad (5.13)$$

$$Y_{s22} = Y_{s3} \frac{(T_{2z2}^2 - T_{21}^2)(T_{2z2}^2 - T_{22}^2)}{T_{2z2}^2(1 + T_{2z2}^2)} \quad (5.14)$$

$$\times \frac{T_{12}T_{31} - T_{11}T_{32}}{T_{11}T_{22}(T_{2z2}^2 - T_{21}^2) - T_{12}T_{21}(T_{2z2}^2 - T_{22}^2)}$$

Dans ces équations, on a :

$$T_{pq} = \tan(\theta_p(f_{0q})) \quad (5.15)$$

$$T_{2z2} = \tan(\theta_2(f_{z2})) \quad (5.16)$$

$$\theta_p(f) = \frac{2\pi f}{c_0} L_{sp} \quad (5.17)$$

avec $p = 1, 2$ ou 3 (associé aux zéros de transmission), $q = 1$ ou 2 (associé aux résonances) et c_0 la célérité de la lumière dans le vide.

La nouveauté de cette version de la synthèse vient donc de la prise en compte des paramètres de pente qui se fait en dérivant la susceptance totale $B_T f$ à chacune des 2 fréquences de résonance. On obtient alors les 2 équations additionnelles suivantes :

$$b_1 = \frac{f_{01}}{2} \left. \frac{\partial B_T f}{\partial f} \right|_{f=f_{01}} \quad (5.18)$$

$$b_2 = \frac{f_{02}}{2} \left. \frac{\partial B_T f}{\partial f} \right|_{f=f_{02}} \quad (5.19)$$

A partir de (5.18), l'admittance Y_{s3} peut être exprimée en fonction de L_{s2} et des paramètres électriques :

$$Y_{s3} = 2b_1 \frac{Num_1}{Den_1} \quad (5.20)$$

avec

$$\begin{aligned} Num_1 &= (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) \left[T_{11}T_{22} (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) \right. \\ &\quad \left. - T_{12}T_{21} (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) \right] \\ Den_1 &= \theta_1(f_{01}) (1 + T_{11}^2) (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) \\ &\quad \times [T_{21}T_{32} (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) - T_{22}T_{31} (T_{2z2}^2 - T_{21}^2)] \\ &\quad + \theta_2(f_{01}) (1 + T_{21}^2) (T_{2z2}^2 + T_{21}^2) \\ &\quad \times (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) (T_{12}T_{31} - T_{11}T_{32}) \\ &\quad + \theta_3(f_{01}) (1 + T_{31}^2) (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) \\ &\quad [T_{11}T_{22} (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) - T_{12}T_{21} (T_{2z2}^2 - T_{22}^2)] \end{aligned}$$

Enfin, (5.19) permet d'obtenir une dernière expression liant L_{s2} aux paramètres électriques :

$$b_2 = b_1 \frac{T_{2z2}^2 - T_{21}^2}{T_{2z2}^2 - T_{22}^2} \frac{Den_2}{Den_1} \quad (5.21)$$

avec

$$\begin{aligned} Den_2 &= \theta_1(f_{02}) (1 + T_{12}^2) (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) \\ &\quad \times [T_{21}T_{32} (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) - T_{22}T_{31} (T_{2z2}^2 - T_{21}^2)] \\ &\quad + \theta_2(f_{02}) (1 + T_{22}^2) (T_{2z2}^2 + T_{22}^2) \\ &\quad \times (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) (T_{12}T_{31} - T_{11}T_{32}) \\ &\quad + \theta_3(f_{02}) (1 + T_{32}^2) (T_{2z2}^2 - T_{22}^2) \\ &\quad \times [T_{11}T_{22} (T_{2z2}^2 - T_{21}^2) - T_{12}T_{21} (T_{2z2}^2 - T_{22}^2)] \end{aligned}$$

Malheureusement, l'équation (5.21) est transcendante et la détermination de L_{s2} en fonction des paramètres d'entrée ne peut être faite analytiquement. Pour obtenir cette longueur, nous avons opté pour une résolution numérique en utilisant les outils disponibles dans le logiciel MATLAB[®] (fonction *fzero* de l'*Optimization Toolbox*).

Pour une réponse électrique souhaitée, un résonateur DBR bi-bande peut alors être entièrement dimensionné en commençant par la détermination numérique de L_{s2} , puis en calculant les 4 admittances (et donc les impédances) à partir de (5.20), (5.15), (5.13) et (5.11). Les 2 autres longueurs (L_{s1} et L_{s3}) ne dépendent pas de L_{s2} et peuvent donc être calculées directement à partir de (5.10) et (5.12). D'un point de vue pratique, un programme

sous MATLAB[®] a été développé pour déterminer toutes les longueurs et impédances des stubs pour différentes positions des zéros de transmission et différentes valeurs des paramètres de pente pour des valeurs fixées des fréquences de résonances. Ainsi, en faisant varier la fréquence de chaque zéro de transmission d'un résonateur dans une bande de fréquences données (trois bandes différentes correspondant globalement aux 3 bandes rejetées du filtre final) par pas de 10, 50 ou 100 MHz par exemple, et la valeur des paramètres de pente par pas de 0,1 ou moins, on obtient pour chaque couple de fréquences de résonance un tableau de valeurs possibles pour les longueurs et les impédances des 3 stubs constituant le résonateur DBR bi-bande. Des conditions supplémentaires ont été ajoutées afin de n'extraire que les solutions réalisables physiquement en fonction de la technologie choisie (gamme d'impédances réalisables en fonction du substrat par exemple). Selon l'ordre du filtre, on choisit alors astucieusement 3 configurations permettant de couvrir correctement les 3 bandes rejetées.

A titre d'exemple, 3 résonateurs DBR bi-bande à stubs terminant par des circuits-ouverts ont été dimensionnés en lignes idéales pour les mêmes fréquences de résonance $f_{01} = 2.442$ GHz (correspondant à la fréquence centrale de la bande Wi-Fi) et $f_{02} = 3.625$ GHz (correspondant à la fréquence centrale de la bande CBRS²). L'objectif final (cf. sous-section 5.3.3) étant de fabriquer en interne des démonstrateurs sur un substrat RO4003C de permittivité relative $\epsilon_r = 3,55$, de hauteur $h = 0,508$ mm et de tangente de pertes $\tan \delta = 0,0027$, les impédances réalisables sont comprises entre environ 30Ω et 130Ω . Pour les 3 configurations choisies, les paramètres d'entrée sont donnée dans le Tableau 5.2 et les dimensions associées dans le Tableau 5.3. Les réponses électriques associés sont présentées sur la Figure 5.10. On peut constater l'excellente adéquation de ces réponses avec les spécifications initiales.

Stubs en court-circuit

Nous pouvons reprendre la même procédure pour établir les équations de synthèse des résonateurs DBR bi-bande dans le cas de stubs en court-circuit (cf. Figure 5.9(b)). On obtient alors les équations suivantes :

$$L_{s1} = \frac{c_0}{2f_{z1}} \quad (5.22)$$

$$L_{s2} = \frac{c_0}{4f_{z2}} \quad (5.23)$$

$$L_{s3} = \frac{c_0}{2f_{z3}} \quad (5.24)$$

$$Y_{s1} = -T_{11} \left[\frac{Y_{s21} Y_{s22} - Y_{s21} T_{21}^2}{T_{21} Y_{s21} + Y_{s22}} + \frac{Y_{s3}}{T_{31}} \right] \quad (5.25)$$

$$Y_{s22} = Y_{s21} T_{21} T_{22} \frac{\alpha Y_{s21} + \beta Y_{s3}}{\delta Y_{s21} + \gamma Y_{s3}} \quad (5.26)$$

$$Y_{s21} = \frac{A_1 b_1 + B_1 Y_{s3}}{C_1} \quad (5.27)$$

$$Y_{s3} = \frac{A_2 C_1 b_2 - A_1 C_2 b_1}{B_1 C_2 - B_2 C_1} \quad (5.28)$$

2. US Citizen Broadband Radio Service

TABLE 5.2 – Paramètres électriques de 3 résonateurs DBR bi-bandes à stubs en circuit ouvert ($f_{01} = 2.442$ GHz et $f_{02} = 3.625$ GHz pour les 3).

DBR n°	1	2	3
f_{z1} (GHz)	1	2,1	2,2
f_{z2} (GHz)	3	2,8	3,1
f_{z3} (GHz)	4,2	4,5	4,7
b_1	0,3	0,5	0,4
b_2	0,4	0,3	0,4

TABLE 5.3 – Dimensions des résonateurs DBR bi-bandes en lignes idéales pour les 3 configurations du Tableau 5.2.

DBR n°	1	2	3
L_{s1} (mm)	37.474	35.690	34.067
L_{s2} (mm)	11.315	10.293	10.931
L_{s3} (mm)	17.845	16.655	15.946
Z_{s1} (Ω)	46.227	52.162	96.281
Z_{s21} (Ω)	78.707	103.561	84.196
Z_{s22} (Ω)	58.484	49.313	62.254
Z_{s3} (Ω)	93.227	86.801	47.775

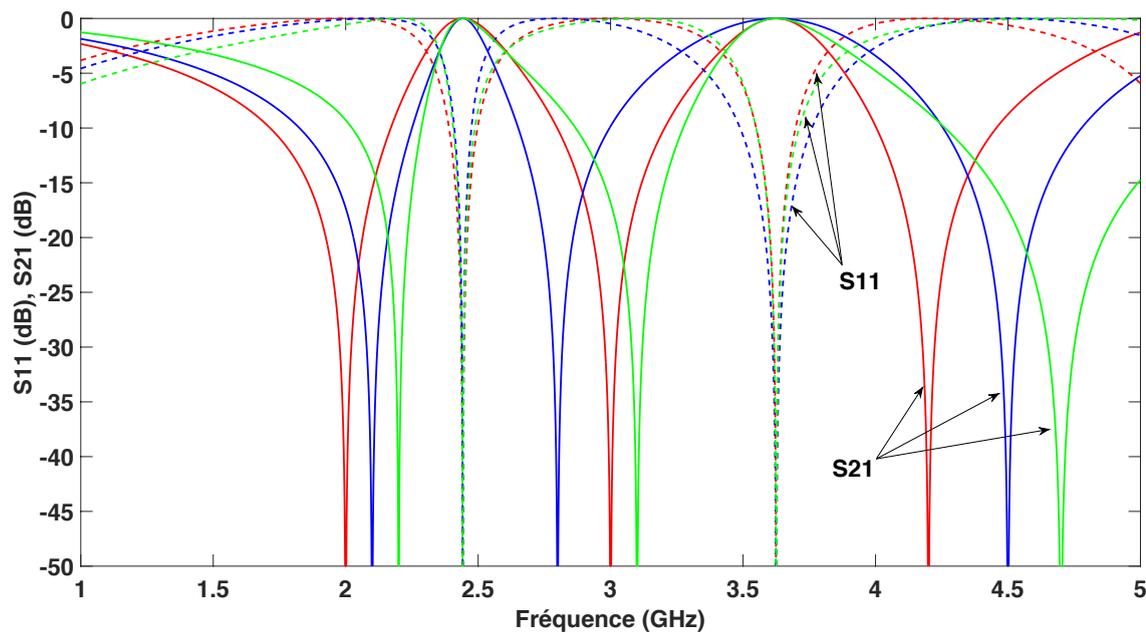


FIGURE 5.10 – Réponse électrique des 3 résonateurs DBR bi-bandes (stubs à terminaison en circuit-ouvert).

avec

- $T_{pq} = \tan(\theta_p(f_{0q}))$ avec $p = 1, 2$ ou 3 et $q = 1$ ou 2 .
- $\theta_p(f) = \frac{2\pi f}{c_0} L_{sp}$ étant la longueur électrique des stubs à la fréquence f .
- c_0 la vitesse de la lumière dans le vide.

et

$$\begin{aligned}\alpha &= T_{31}T_{32}(T_{12}T_{22} - T_{11}T_{21}) \\ \beta &= T_{11}T_{32} - T_{12}T_{31} \\ \delta &= T_{31}T_{32}(T_{12}T_{21} - T_{11}T_{22}) \\ \gamma &= T_{21}T_{22}(T_{12}T_{31} - T_{11}T_{32}) = -T_{21}T_{22}\beta\end{aligned}$$

et enfin :

$$\begin{aligned}A_1 &= 2T_{11}T_{21}T_{31}(\delta + \alpha T_{21}T_{22}) \\ B_1 &= \theta_1(f_{01})(1 + T_{11}^2)T_{12}T_{21}T_{31}[T_{21}T_{32}(1 + T_{22}^2) - T_{22}T_{31}(1 + T_{21}^2)] \\ &\quad + \theta_2(f_{01})(1 + T_{21}^2)T_{11}T_{22}T_{31}\beta(T_{21}^2 - 1) \\ &\quad + \theta_3(f_{01})(1 + T_{31}^2)T_{11}T_{21}T_{32}[T_{11}T_{22}(1 + T_{21}^2) - T_{12}T_{21}(1 + T_{22}^2)] \\ C_1 &= T_{31}[\theta_1(f_{01})(1 + T_{11}^2)T_{21}(\delta T_{21} - \alpha T_{22}) \\ &\quad + \theta_2(f_{01})(1 + T_{21}^2)T_{11}(\delta T_{21} + \alpha T_{22})] \\ A_2 &= 2T_{12}T_{22}T_{32}(\delta + \alpha T_{21}T_{22}) \\ B_2 &= \theta_1(f_{02})(1 + T_{12}^2)T_{11}T_{22}T_{32}[T_{21}T_{32}(1 + T_{22}^2) - T_{22}T_{31}(1 + T_{21}^2)] \\ &\quad + \theta_2(f_{02})(1 + T_{22}^2)T_{12}T_{21}T_{32}\beta(T_{22}^2 - 1) \\ &\quad + \theta_3(f_{02})(1 + T_{32}^2)T_{12}T_{22}T_{31}[T_{11}T_{22}(1 + T_{21}^2) - T_{12}T_{21}(1 + T_{22}^2)] \\ C_2 &= T_{32}[\theta_1(f_{02})(1 + T_{12}^2)T_{22}(\delta T_{22} - \alpha T_{21}) \\ &\quad + \theta_2(f_{02})(1 + T_{22}^2)T_{12}(\delta T_{22} + \alpha T_{21})]\end{aligned}$$

Contrairement au cas précédent, il a cette fois été possible d'exprimer analytiquement chaque inconnue (longueurs et admittances) en fonction des paramètres d'entrée (fréquences de résonance, fréquences des zéros de transmission, paramètres de pente). Aucune résolution numérique n'est donc nécessaire dans ce cas-ci. Cependant, même si les équations de synthèse peuvent être utilisées directement dans un logiciel de simulation tel que ADS (Keysight Technologies), un programme sous MATLAB a également été développé afin d'obtenir rapidement un ensemble de combinaisons des 3 fréquences des zéros de transmission et des 2 paramètres de pente permettant d'obtenir des impédances réalisables dans la technologie choisie pour 2 fréquences de résonances fixes. Notez d'ailleurs que ce programme s'est avéré particulièrement utile car beaucoup de combinaisons ne donnent pas de résultats exploitables.

La création d'un zéro de transmission avec un stub terminé par un court-circuit implique une longueur en $\lambda/2$ contre $\lambda/4$ dans le cas en circuit ouvert. Un résonateur DBR à stubs en court-circuit sera donc plus encombrant que dans le cas de terminaisons en circuit ouvert. En outre, la première harmonique de chaque zéro de transmission est ici située à $2f_{zi}$ contre $3f_{zi}$ dans le cas des stubs en circuit ouvert. La solution à stubs en court-circuit sera donc plus rapidement confrontée à la présence des harmoniques du premier zéro en particulier à proximité de la seconde bande passante. Si dans certains cas, la présence de ce zéro de transmission peut s'avérer utile pour renforcer la réjection au-delà de la seconde résonance, elle limite grandement l'écart en fréquence possible entre les 2 résonances et donc les applications potentielles, et ceci plus particulièrement aux fréquences les plus basses. C'est pour cette raison que l'exemple de filtre DBR bi-bande à terminaisons CC développé

est situé plus haut en fréquence. On restera ainsi dans des dimensions raisonnables et on évitera les problèmes liés aux harmoniques. Le cas proposé est la communication satellitaire en bande Ku dont la bande descendante est centrée à $f_{01} = 11.325$ GHz avec une bande passante relative de 6.62% et la bande montante est centrée à $f_{02} = 14.125$ GHz avec une bande passante relative de 5.31%. Comme précédemment, 3 configurations ont été choisies parmi toutes les solutions obtenues. Leurs paramètres d'entrée et de sortie sont donnés dans les Tableaux 5.4 et 5.5 respectivement. Les réponses en réflexion et en transmission de ces 3 résonateurs bi-bandes sont présentées en Figure 5.11.

TABLE 5.4 – Paramètres électriques de 3 résonateurs DBR bi-bandes à stubs terminés en court-circuit ($f_{01} = 11,325$ GHz et $f_{02} = 14,125$ GHz pour les 3).

DBR n°	1	2	3
$f_{z1}(GHz)$	9,9	10,5	10,2
$f_{z2}(GHz)$	13,1	12,2	12,5
$f_{z3}(GHz)$	15,1	15,9	15,5
b_1	0,3	0,6	0,4
b_2	0,8	0,2	0,3

TABLE 5.5 – Dimensions des résonateurs DBR bi-bandes en lignes idéales pour les 3 configurations du Tableau 5.4.

DBR n°	1	2	3
L_{s1} (mm)	15,141	14,276	14,696
L_{s2} (mm)	5,721	6,143	5,996
L_{s3} (mm)	9,927	9,427	9,671
Z_{s1} (Ω)	54,30	87,60	70,70
Z_{s21} (Ω)	67,31	104,30	73,32
Z_{s22} (Ω)	48,41	90,81	42,15
Z_{s3} (Ω)	90,77	122,19	126,63

5.3.2 Synthèse d'un inverseur d'admittance bi-bande

Pour la conception de filtres bi-bandes à partir de résonateurs DBR, le caractère bi-bande de chaque résonateur ne suffit pas. Il faut aussi que les inverseurs d'admittance utilisés pour séparer les résonateurs aient soit un comportement large bande soit également un comportement bi-bande. La première solution est difficile à mettre en oeuvre en technologies planaires. On y utilise généralement des lignes quart d'onde pour effectuer l'inversion d'impédance ou d'admittance mais ces lignes sont par définition relativement faible bande. Nous avons donc opté pour l'utilisation d'inverseurs bi-bandes. On trouve 2 principaux types d'inverseurs d'admittance bi-bandes dans la littérature basés sur l'utilisation soit de 2 stubs identiques séparés par une ligne de transmission [YWC07,LT10], soit d'une ligne de transmission symétrique à 3 sections [GJS⁺10]. Cependant, quelle que soit la solution proposée, d'importantes simplifications sont faites dans ces travaux (égalité de tous les inverseurs et/ou de leurs valeurs aux 2 résonances, etc.), limitant l'indépendance

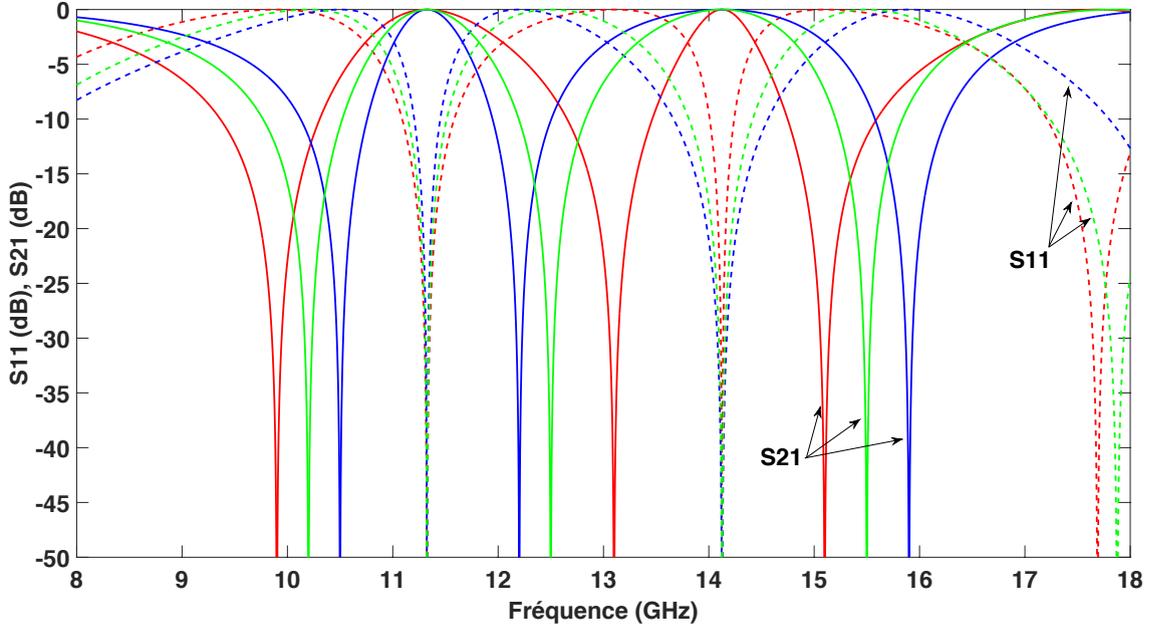


FIGURE 5.11 – Réponse électrique des 3 résonateurs DBR bi-bandes (stubs à terminaison en court-circuit).

d'une bande par rapport à l'autre en terme d'ondulation ou de largeur par exemple.

La solution retenue ici est la ligne symétrique à 3 tronçons (cf. Figure 5.12), plus simple à implémenter dans le cas des filtres DBR bi-bandes. Afin de rester le plus général possible, nous avons également développé un nouvel ensemble d'équations permettant de synthétiser les inverseurs bi-bandes en conservant une indépendance entre les paramètres de pente, l'ondulation et la largeur de bande associés aux 2 résonances. Nous obtenons ainsi 2 valeurs $J(f_{0q})$ (avec $q = 1$ ou 2), une par fréquence de résonance f_{0q} , indépendantes l'une de l'autre pour chaque inverseur. Pour obtenir ce nouveau système d'équations, nous avons imposé l'égalité des matrices ABCD de la ligne de transmission symétrique à 3 sections (cf. 5.12) d'une part et de l'inverseur d'autre part aux 2 fréquences de résonance f_{01} et f_{02} . Compte-tenu de l'aspect réciproque et symétrique de la structure, on aboutit ainsi à un système de 4 équations à 4 inconnues (les impédances Z_1 et Z_2 et les longueurs L_1 et L_2). La résolution de ce système conduit à une expression analytique pour chacune des 2 impédances en fonction des longueurs et des paramètres d'entrée (f_{01} , f_{02} , $J(f_{01})$ et $J(f_{02})$) :

$$Z_1 = Z_2 \frac{\tan(2\beta_1 L_1) \tan(\beta_1 L_2)}{1 \pm \sqrt{\Delta}} \quad (5.29)$$

$$Z_2 = \frac{1}{J(f_{01}) \sin(\beta_1 L_2)} \left[1 \pm \cos^2(\beta_1 L_2) \sqrt{\Delta} \right] \quad (5.30)$$

Les longueurs sont, quant à elles, reliées aux paramètres d'entrée par un système de 2

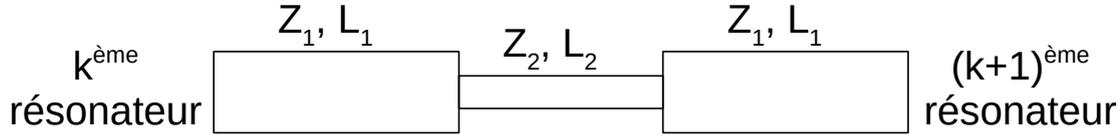


FIGURE 5.12 – Inverseur d’admittance bi-bande symétrique à 3 sections.

équations transcendantes :

$$\tan(2\beta_1 L_1) \tan(\beta_1 L_2) = \tan(2\beta_2 L_1) \tan(\beta_2 L_2) \quad (5.31)$$

$$J(f_{01}) \sin(\beta_1 L_2) \left[1 \pm \cos^2(\beta_2 L_2) \sqrt{\Delta} \right] = J(f_{02}) \sin(\beta_2 L_2) \left[1 \pm \cos^2(\beta_1 L_2) \sqrt{\Delta} \right] \quad (5.32)$$

avec $\Delta = 1 - \tan^2(2\beta_1 L_1) \tan^2(\beta_1 L_2)$. Une résolution numérique est donc à nouveau nécessaire, mais cette fois, pour un système de 2 équations à 2 inconnues. Ceci peut être fait en utilisant, par exemple, la fonction *fsolve* également incluse dans l’*Optimization toolbox* du logiciel MATLAB®. Notez cependant que cette résolution numérique ne donne pas de résultats satisfaisants pour toutes les configurations de paramètres d’entrée (f_{01} , f_{02} , $J(f_{01})$, $J(f_{02})$). Dans de nombreux cas, les dimensions obtenues ne sont pas réalistes compte-tenu des contraintes technologiques associées à la réalisation finale (filère technologique – microruban, coplanaire, etc. – caractéristiques du substrat, etc.). Il est donc nécessaire d’accepter un certain degré d’approximation dans la résolution numérique ce qui implique que les lignes de transmission à 3 sections n’ont pas forcément un comportement parfait d’inverseurs d’admittance aux 2 fréquences de résonance.

Dans ces équations, les inverseurs d’admittance ont les expressions suivantes :

$$J_{01}(f_{0q}) = \sqrt{\frac{G_a b_1(f_{0q}) w_q}{\omega'_1 g_0(f_{0q}) g_1(f_{0q})}} \quad (5.33a)$$

$$J_{k,k+1}(f_{0q}) = \frac{w_q}{\omega'_1} \sqrt{\frac{b_k(f_{0q}) b_{k+1}(f_{0q})}{g_k(f_{0q}) g_{k+1}(f_{0q})}} \quad \text{pour } k = 1 \quad n - 1 \quad (5.33b)$$

$$J_{n,n+1}(f_{0q}) = \sqrt{\frac{G_b b_n(f_{0q}) w_q}{\omega'_1 g_n(f_{0q}) g_{n+1}(f_{0q})}} \quad (5.33c)$$

avec $q = 1$ ou 2 , n l’ordre du filtre et w_q la largeur de bande relative de la $q^{\text{ème}}$ bande. Les paramètres $g_k(f_{0q})$ ($k = 0 \quad n + 1$) sont les coefficients du prototype passe-bas. Ils permettent de définir l’ondulation dans le cas de filtres de type Tchebyscheff, qui peut être différente d’une bande à l’autre. ω'_1 est la fréquence de coupure du prototype passe-bas et G_a et G_b sont les conductances d’entrée et de sortie du filtre. Les paramètres de pente sont ceux utilisés pour la conception des résonateurs (cf. Sous-sections 5.3.1 et 5.3.1).

5.3.3 Réalisation et mesure d’un filtre DBR bi-bande d’ordre 3 à stubs en court-circuit

A titre d’exemple, un filtre bi-bande d’ordre 3 à base de résonateurs DBR à stubs en circuit ouvert a été conçu, fabriqué et mesuré. Le filtre a été conçu pour couvrir simultanément les bandes Wi-Fi de 2,4 à 2,484 GHz (fréquence centrale $f_{01} = 2.442$ GHz et

bande passante relative $w_1 = 3,42 \%$) et CBRS (US Citizen Broadband Radio Service) de 3,55-3,7 GHz ($f_{02} = 3.625$ GHz et $w_2 = 4,14 \%$). Pour cet exemple, chaque bande passante présente une ondulation identique de 0,1 dB. Au niveau des bandes atténuées, l'objectif fût d'obtenir une réjection de l'ordre de 40 à 50 dB sur plusieurs centaines de MHz avant, après et entre les bandes passantes. Le filtre a été fabriqué en technologie microruban sur un substrat Rogers RO4003 de permittivité relative 3,55, de hauteur 0,508 mm et de $\tan \delta = 0,0027$, associé à une métallisation double face de cuivre d'épaisseur 17,5 μm et de conductivité $5,8 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$.

La conception de ce filtre a bien entendu commencé par l'utilisation des équations de synthèses des résonateurs DBR à stubs en circuit ouvert puis celles permettant de dimensionner les inverseurs d'admittance bi-bande, présentées précédemment. On obtient ainsi un dimensionnement complet du filtre bi-bande d'ordre 3 en lignes idéales. Ce dimensionnement n'est toutefois pas parfait en raison en particulier des approximations faites lors de la résolution numérique des équations (5.31) et (5.32). Par conséquent, comme le montre la Figure 5.13(a), ces approximations ont surtout un effet sur l'adaptation dans les bandes passantes. Cette dernière ne présente pas cependant un comportement catastrophique (les fréquences de résonance ainsi que les zéros de transmission se retrouvent à l'endroit souhaité) et une rapide optimisation permet de venir corriger ces défauts (cf. Figure 5.13(b)). Notez que pour cette optimisation, une longueur minimale de 5 mm pour chaque tronçon des inverseurs a été imposée pour éviter que certains tronçons ne soient "absorbés" dans les stubs lors du passage en microruban.

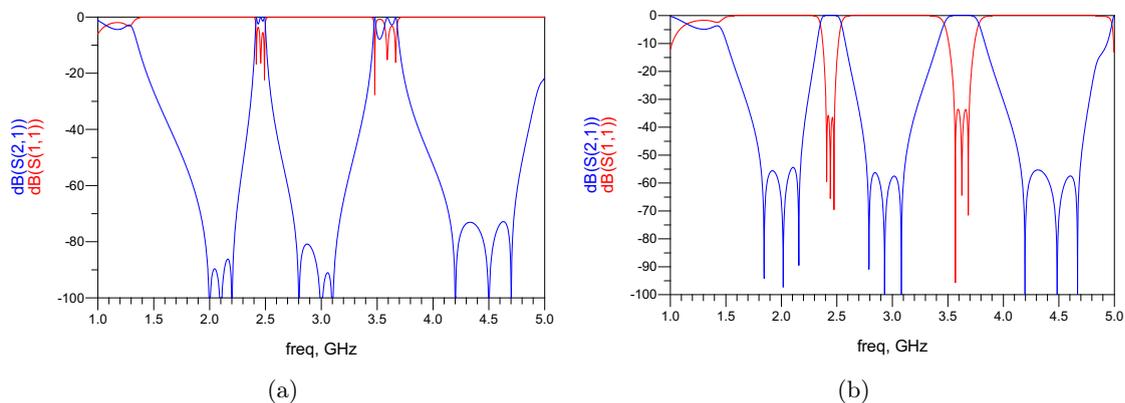


FIGURE 5.13 – Réponse en fréquence du filtre DBR bi-bande d'ordre 3 en lignes idéales avant optimisation (a) et après optimisation (b).

La suite de la conception de ce filtre a alors suivi un cheminement classique avec un passage en technologie microruban de cette structure en lignes idéales, suivi de nouvelles phases d'optimisation afin de prendre en compte les discontinuités et effets de bout de circuit et enfin la phase de simulations électromagnétiques. L'ensemble de ces simulations et optimisations ont été faite sur le logiciel ADS de la société Keysight Technologies. Deux points sont à souligner ici. Tout d'abord, il n'existe pas de modèle sous ADS pour représenter la connexion de 5 lignes (2 inverseurs et 3 stubs) en technologie microruban. On pouvait donc craindre une erreur importante lors du passage en simulations électromagnétiques. Ce ne fût pas le cas. La simulation circuit faisait arriver 2 stubs sur le même accès du modèle de connexion à 4 accès ("MCROSO" de la librairie "TLines-Microstrip" sous

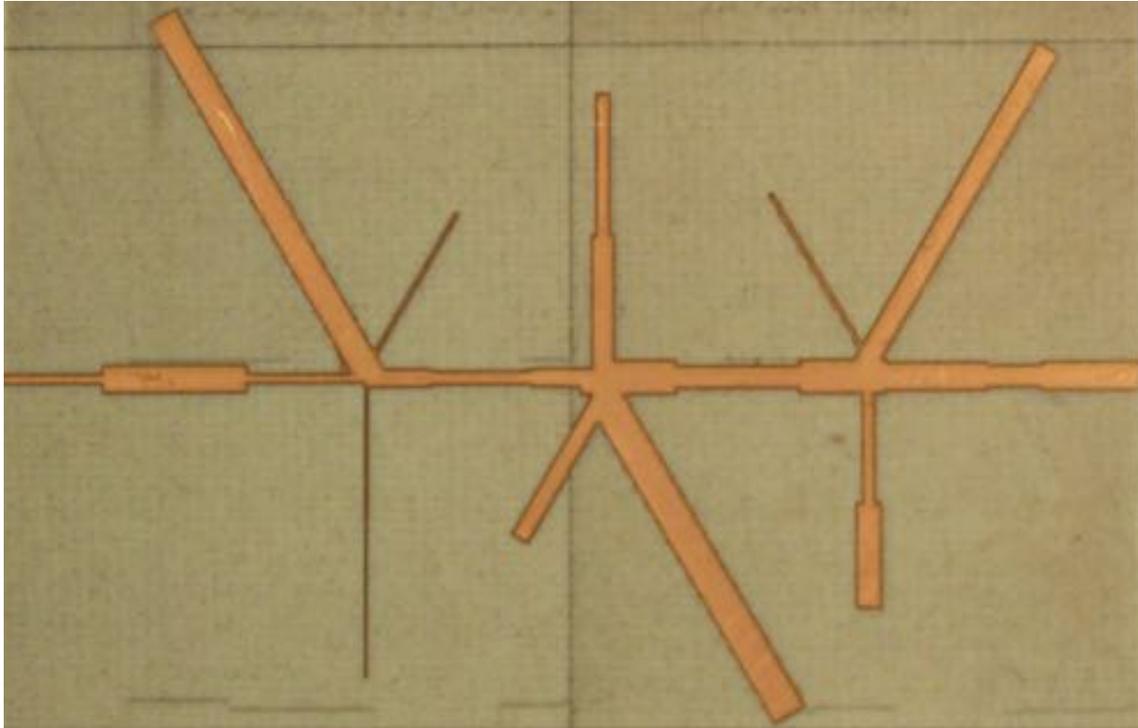


FIGURE 5.14 – Photographie du filtre réalisé (Dimensions : 66.261x41.998 mm²).

ADS). Lors du passage sur la plate-forme Momentum, il a bien entendu fallu modifier leur positionnement pour éviter leur chevauchement complet, mais les premières simulations électromagnétiques furent quand même tout à fait satisfaisantes et le travail d'optimisation finale sur le layout fut assez rapide. Le second point à souligner concerne les phases d'optimisation en simulation circuit. Avec 40 variables, l'optimisation en mode aléatoire (Option "Random" sous ADS) n'est pas envisageable. Par contre, l'optimisation en mode "Gradient" fonctionne très bien. Les autres modes d'optimisation n'ont pas été testés pour l'instant.

Une photographie du filtre DBR bi-bande d'ordre 3 finalement réalisé est présentée en Figure 5.14. Le Tableau 5.6 présente l'ensemble de ses dimensions. La Figure 5.15 présente une comparaison entre la simulation électromagnétique et la réponse mesurée. Une très bonne corrélation est obtenue entre les 2 réponses. En outre, les résultats obtenus en mesure sont très satisfaisants vis-à-vis de notre cahier des charges. Les 2 bandes passantes sont couvertes avec juste une ondulation légèrement supérieure à celle souhaitée (entre 0,17 et 0,18 dB dans les 2 bandes pour un objectif de 0,1 dB). Les pertes d'insertion sont d'environ 2,51 dB pour la première bande et 2,32 dB pour la seconde, associées à un coefficient de réflexion de -17,3 et -12,9 dB. Les bandes atténuées présentent une réjection supérieure à 50 dB de 1,775 à 2,141 GHz (soit 366 MHz), de 2,783 à 3,122 GHz (soit 339 MHz) et de 4,205 à 4,897 GHz (soit 692 MHz).

TABLE 5.6 – Dimensions du filtre réalisé (toutes les dimensions sont en mm).

Résonateurs			
DBR	1	2	3
L_{s1}	24,057	21,522	20,948
L_{s21}	7,723	7,325	6,350
L_{s22}	9,207	8,343	6,096
L_{s3}	10,518	9,702	2,105
W_{s1}	1,818	2,105	1,414
W_{s21}	0,223	1,341	0,771
W_{s22}	0,150	0,844	1,516
W_{s3}	0,282	1,108	0,326

Inverseurs				
Inv.	01	12	23	34
L_1	6,041	2,901	2,901	5,786
L_2	8,481	5,715	7,091	3,126
W_1	0,576	1,088	2,0	1,657
W_2	1,634	0,807	1,333	1,30

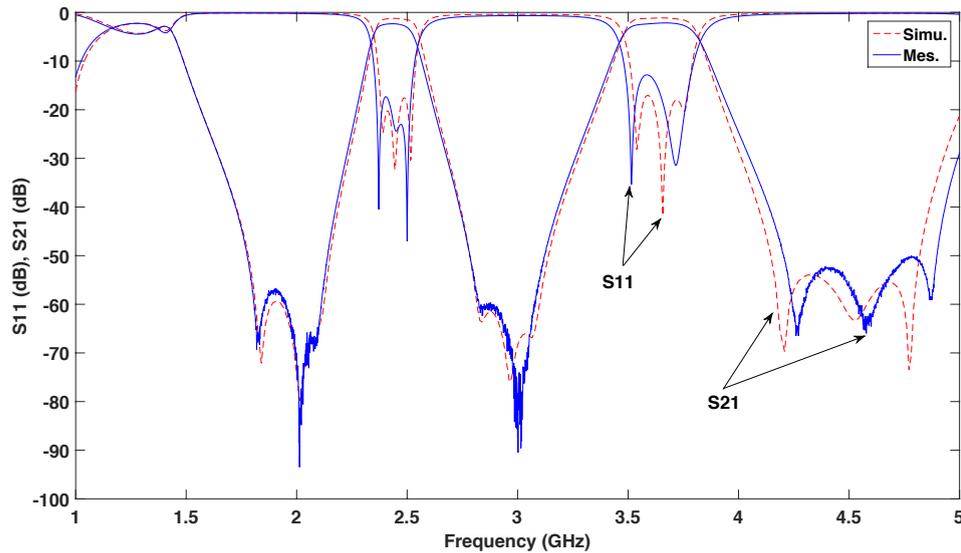


FIGURE 5.15 – Réponses électriques du filtre réalisé.

5.4 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, les travaux effectués récemment sur les filtres multi-bandes ont été présentés. La première partie concerne les résonateurs DBR multi-bandes reconfigurables. Les résultats obtenus sont plutôt bons et le concept nous semble relativement simple à mettre en oeuvre. Toutefois, l'absence de prise en compte des paramètres de pente dans les équations de synthèse complique l'utilisation de ce type de résonateurs pour la conception de filtres multi-bandes reconfigurables d'ordre élevé. C'est pourquoi, nous reprenons actuellement les travaux sur les synthèses des filtres multi-bandes à base de résonateurs DBR.

en y introduisant cette fois les paramètres de pente. Par mesure de simplicité, nous avons débuté par le cas bi-bande passif, mais l'idée est de rapidement étendre ces travaux au cas des résonateurs DBR reconfigurables présentés en Section 5.2. A terme, je souhaiterai également généraliser cette technique à des filtres multi-bandes (3, 4 ... N bandes). Cependant, la complexité des équations obtenues dans le cas bi-bande me font penser que la simple transposition de cette méthode de synthèse à des nombres de bandes plus importants s'avèrera extrêmement compliquée voire impossible. Une première idée est d'essayer de simplifier les équations obtenues pour ne plus avoir d'équations transcendantes. Je compte pour cela discuter avec les mathématiciens de l'INSA Rennes pour voir s'ils ne peuvent pas me suggérer des méthodes de simplification de ces équations transcendantes. Ceci me permettraient d'étendre directement cette technique au cas multi-bande. Dans le cas où cette solution n'apporterait pas de résultats concluants, j'envisage aussi d'approcher la synthèse de ces filtres multi-bandes à base de résonateurs DBR par l'utilisation de matrices nodales comme cela a déjà été mis en oeuvre dans le cas de filtres DBR mono-bandes exploitant les couplages de proximité apparaissant dans les topologies de filtres à stubs [Cla06].

Bien entendu, les filtres DBR ont leurs défauts (remontés parasites à proximité des bandes utiles, limitation à des bandes passantes étroites, etc.) et je ne souhaite pas me concentrer uniquement sur cette topologie pour développer des filtres multi-bandes reconfigurables ou non. Cédric QUENDO et moi-même avons donc discuté la possibilité de développer de nouvelles techniques de synthèses de filtres multi-bandes et de travailler sur leur implémentation en technologies planaires ou SIW. L'idée de départ est d'utiliser des transformations successives d'un prototype passe-bas vers des structures multi-bandes à l'image de ce qui a été fait dans [XZP⁺06, GLSP11]. Une telle méthode a l'intérêt d'aboutir à une synthèse mathématique analytique. Néanmoins, le passage de la version à éléments localisés obtenue à une structure de filtres dans une technologie micro-onde telle que les technologies planaires ou SIW reste assez compliquée. Le travail, qui démarre actuellement à travers la thèse de Yi WU, consistera donc à modifier les résonateurs multi-bandes et à développer des inverseurs d'admittances multi-bandes pour faciliter leur implémentation technologiques.

6 Conclusion générale et perspectives de recherche

Après cette description (pas trop longue et pas trop ennuyante, j'espère) de l'essentielle de mes activités de recherche depuis ma prise de fonction en tant que Maître de Conférences, il est maintenant temps de conclure. Ces 12 années à l'IETR m'ont permis d'aborder différentes thématiques de recherche mais je pense ne pas m'être trop dispersé et pouvoir mettre en avant une certaine cohérence dans ces travaux. Ayant fait des conclusions intermédiaires, cette conclusion générale ne reprendra que les points essentiels.

Mes principales contributions dans le domaine des antennes ont donc porté sur le développement ou l'analyse d'antennes réseaux de type réflecteur ou transmetteur reconfigurables et plus particulièrement de leurs éléments unitaires. L'ensemble de ces études a confirmé que la reconfiguration de ces réseaux de taille relativement grande est un vrai challenge tant topologique que technologique. Un certain nombre de compromis est donc nécessaire pour trouver un équilibre acceptable entre performance et complexité. Si, au niveau des réseaux réflecteurs, la topologie de cellule est maintenant plus ou moins figée avec la famille *Phoenix*, nous restons encore ouverts à toute nouvelle solution technologique de reconfiguration. C'est par exemple le cas avec les travaux de Claire BENTEYN, débutés fin 2017, sur la reconfiguration mécanique par modification de la distance entre le motif imprimé et le plan de masse. Un autre exemple est l'étude des solutions de contrôle optique à base de Dioxyde de Vanadium (VO_2).

Les travaux plus récents sur les outils de synthèse des réseaux réflecteurs à base de schémas équivalents et de techniques issues du domaine des filtres hyperfréquences concernent pour l'instant des structures passives et mono-bandes mais ouvrent selon moi de grandes perspectives d'études. Il s'agira dans un premier temps d'améliorer la méthode présentée ici, mais j'espère très rapidement pouvoir appliquer cette dernière à la conception de cellules multi-bandes ou reconfigurables en intégrant dans la synthèse les éléments d'accord à l'image de ce que j'ai pu faire dans le domaine du filtrage. Cette vision "filtrage" des antennes peut aussi s'appliquer, assez naturellement, à des structures en transmission comme les réseaux transmetteurs ou encore sur des structures de type FSS (*frequency Selective Surface*) tridimensionnelles. Une thèse CIFRE, menée par Paul LE BIHAN, sur ce dernier point a débuté fin 2017, en collaboration avec Thales DMS¹. Cette thèse est dirigée par Raphaël GILLARD et encadrée par María GARÍA-VIGUERAS et moi-même. Le cahier des charges associé à ce projet implique une transmission présentant une large bande passante et une très large bande rejetée. Face à ce cahier des charges, l'utilisation d'éléments filtrants dans une structure FSS 3D est clairement une option envisagée.

Du côté des travaux sur les filtres multi-bandes et/ou reconfigurables, les études menées jusqu'à présent ont débouché sur des solutions intéressantes de filtres reconfigurables ou multi-bandes. La topologie DBR est particulièrement intéressante pour ce type d'applications de part l'indépendance des zéros de transmission. Il reste encore des choses à finaliser

1. Defense Mission Systems : réunification de Thales Systèmes Aéroportés et de Thales Underwater Systems

autour de cette topologie pour proposer une synthèse bi-bande reconfigurable ou des synthèses passives ou actives proposant plus de bandes simultanément. Comme énoncé dans la conclusion du Chapitre 5, ceci impliquera probablement l'utilisation d'outils mathématiques avancés étant donné la complexité des équations obtenues dans les cas relativement simples présentés dans ce document.

L'autre axe d'études entamées sur les filtres multi-bandes nous conduit, dans le cadre de la thèse de Yi WU, à repartir des outils de base de synthèse des filtres passifs. Différentes options existent pour essayer d'améliorer les synthèses parues ces dernières années et il reste un travail important à faire pour permettre leur implémentation dans différentes technologies (planaires ou SIW). Il s'agira ensuite d'intégrer dans les synthèses des paramètres contrôlables sans impliquer une complexité trop importante des structures pour des applications multi-bandes et reconfigurables.

Au final, les projets de recherche que je souhaite porter à courts ou moyens termes me font revenir significativement vers ma première spécialité : le filtrage, qu'il s'agisse directement de proposer de nouvelles topologies de filtres ou d'utiliser les techniques de synthèses associées dans le domaine des antennes. Dans le domaine des circuits passifs, j'ai aussi commencé à m'ouvrir sur d'autres aspects en participant à la thèse de Charles Alphonse MJEMA, débutée fin 2017, sur l'étude et la conception d'amplificateurs de puissance large bande en collaboration avec la société Vectrawave. Mon apport se concentre surtout sur l'élaboration de circuits d'adaptation, rejoignant ainsi le domaine du filtrage à nouveau. Dans le domaine des antennes ou filtres reconfigurables, je reste et resterai attentif aux nouvelles technologies proposées même si je n'en serai qu'un utilisateur. Au-delà des preuves de concept qu'on peut répéter avec chacune de ces solutions, je chercherai dans toutes les études que je mènerai à continuer d'intégrer l'aspect reconfiguration dès les équations de synthèse si c'est possible ou au moins à étudier l'impact de telle ou telle solution sur le fonctionnement global du composant et ainsi potentiellement identifier de nouvelles opportunités d'utilisation.

A plus long terme, je ne préfère pas trop m'avancer, n'ayant pas la prétention d'être visionnaire ! Les résultats des travaux actuels ouvriront peut-être des portes insoupçonnées jusqu'à présent et les nombreuses et enrichissantes rencontres qu'on a l'occasion de faire en tant que chercheur m'en ouvriront peut-être d'autres. En outre, le fonctionnement actuel de la recherche basé sur la multiplication des appels à projets généralement en lien avec des partenaires industriels ne permet que difficilement une projection à long terme. Ceci est particulièrement vrai pour les études plus amont que j'aimerais mener. Ne pensez surtout pas en lisant ces dernières lignes que je ne souhaite pas travailler avec les industriels, mais j'aspire à un juste équilibre entre études amont et études applicatives et par conséquent entre financements récurrents et financements sur projet.

Bibliographie

- [ABS⁺07] M. Awida, A. Boutejdar, A. Safwat, H. El-Hennawy, and A. Omar. Multi-bandpass filters using multi-armed open loop resonators with direct feed. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 913–916, Honolulu, HI, USA, 2007.
- [AGB15] M.H. Abadi, K. Ghaemi, and N. Behdad. Ultra-wideband, true-time delay reflectarray antennas using ground-plane-backed, miniaturized-element frequency selective surfaces. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 63(2) :534–542, Feb. 2015.
- [AH10] A.I. Abunjaileh and I.C. Hunter. Tunable bandpass and bandstop filters based on dual-band combline structures. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 58(12) :3710–3719, Dec. 2010.
- [AJB10] M. Al-Joumayly and N. Behdad. A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 58(12) :4033–4041, Dec. 2010.
- [AJB11] M. Al-Joumayly and N. Behdad. Wideband planar microwave lenses using sub-wavelength spatial phase shifters. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 59(12) :4542–4552, Dec. 2011.
- [AKR98] N.P. Agrawall, G. Kumar, and K.P. Ray. Wide-band planar monopole antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 46(2), Feb. 1998.
- [AR16] A.J. Alazemi and G.M. Rebeiz. A low-loss 1.4-2.1 ghz compact tunable three-pole filter with improved stopband rejection using rf-mems capacitors. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, San Francisco, CA, USA, Jun. 2016.
- [ATR04] K. Abbaspour-Tamijani, A. Sarabandi and G.M. Rebeiz. Antenna-filter-antenna arrays as a class of bandpass frequency-selective surfaces. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 52(8) :1781–1789, Mar. 2004.
- [Bal97] C.A. Balanis. *Antenna Theory Analysis and Design*, 2^{nde} Édition. Wiley, 1997.
- [BAM02] L. Boccia, G. Amendola, and G.D. Massa. Performance improvement for a varactor-loaded reflectarray element. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 69–71, Seattle, USA, 2002.
- [BCE06] M. Barba, E. Carrasco, and J. Encinar. Suitable planar transmit-arrays in X-band. In *Proceedings of the 1st European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Nov. 2006.

- [BCP⁺07] P. Blondy, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Tristant, A. Catherinot, and C. Champeaux. Effects of atmosphere on the reliability of rf-mems capacitive switches. In *Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMC)*, Munich, Allemagne, Oct. 2007.
- [BI04] J.M. Bell and M.F. Iskander. A low-profile archimedean spiral antenna using an ebg ground plane. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3 :223–226, 2004.
- [Cad06] David Cadoret. *Étude de cellules déphaseuses imprimées combinant patches et fentes – Application à la réalisation de réflecteurs simple couche*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Oct. 2006.
- [CAT06] C.-C. Cheng and A. Abbaspour-Tamijani. Study of 2-bit antenna-filter-antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 54(12) :4498–4506, Dec. 2006.
- [CC09] F.C. Chen and Q.X. Chu. Design of compact tri-band bandpass filters using assembled resonators. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 57(1) :165–171, Jan. 2009.
- [CCTW09] Q.X. Chu, F.C. Chen, Z.H. Tu, and H. Wang. A novel crossed resonator and its applications to bandpass filter. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 57(7) :1753–1759, Jul. 2009.
- [CES⁺09] J. Cao, E. Ertekin, V. Srinivasan, W. Fan, S. Huang, H. Zheng, J. W. L. Yim, D. R. Khanal, D. F. Ogletree, J. C. Grossman, and J. Wu. Strain engineering and one-dimensional organization of metal-insulator domains in single-crystal vanadium dioxide beams. *Microwave and Optical Technology Letters*, 4 :732–737, Sep. 2009.
- [CFC⁺15] F.H. Chen, L. L. Fan, S. Chen, G. M. Liao, Y. L. Chen, P. Wu, Li Song, C. W. Zou, and Z. Y. Wu. Control of the metal-Å§insulator transition in VO₂ epitaxial film by modifying carrier density. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 7(12) :6875–6881, 2015.
- [CHHW12] C.H. Chen, C.H. Huang, T.S. Horng, and S.M. Wu. Highly miniaturized multiband bandpass filter design based on a stacked spiral resonator structure. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 60(5) :1278–1286, May 2012.
- [CJL13] G. Chaudhary, Y. Jeong, and J. Lim. Dual-band bandpass filter with independently tunable center frequencies and bandwidths. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 61(1) :107–116, Jan. 2013.
- [CJQ⁺04] B.A. Cetiner, H. Jafarkhani, J.-Y. Qian, H.J. Yoo, A. Grau, and F. De Flaviis. Multifunctional reconfigurable mems integrated antennas for adaptive mimo systems. *IEEE Communications Magazine*, 42(12) :62–70, Dec. 2004.
- [Cla06] Yann Clavet. *Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, Nov. 2006.
- [Cle12] Antonio Clemente. *Conception d’antennes à réseaux transmetteurs à dépointage et formation de faisceau*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Oct. 2012.

- [CLGL05] D. Cadoret, A. Laisne, R. Gillard, and H. Legay. A new reflectarray cell using microstrip patches loaded slots. *Microwave and Optical Technology Letters*, 44(3) :270–272, Feb. 2005.
- [Cor90] R.G. Corzine. *Four arm spiral antennas*. Artech House, 1990.
- [CSC06] M.R. Chaharmir, J. Shaker, and M. Cuhaci. Broadband reflectarray antenna with double cross loops. *Electronic Letters*, 42(2) :65–66, Jan. 2006.
- [CSL09] M.R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay. Broadband design of a single layer large reflectarray using multi cross loop elements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 57(10) :3363–3366, Oct. 2009.
- [DI57] R.H. Duhamel and D.E. Isabell. Broadband logarithmically periodic antenna structure. *IRE International Convention Record*, 5(1) :119–128, Mar. 1957.
- [DLMN10] N. Dumas, L. Latorre, F. Mailly, and P. Nouet. Smart drivers for on-line diagnosis of electrostatic MEMS actuators. In *International Mixed-Signals, Sensors and Systems Test Workshop*, Montpellier, France, Jun. 2010.
- [DPPM⁺15] R. De Paolis, S. Payan, M. Maglione, G. Guegan, and F. Coccetti. Ferroelectric mim capacitors for compact high tunable filters. In *Proc. of IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuit in RF Systems (SiRF)*, San Diego, CA, USA, Jan. 2015.
- [DTP⁺11] N. Dumas, C. Trigona, P. Pons, L. Latorre, and P. Nouet. Design of smart drivers for electrostatic MEMS switches. *Sensors & Actuators Journal A-Physical*, 167(2) :422–432, Jun. 2011.
- [Dys50] J.D. Dyson. The equiangular spiral antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 7 :181–187, Apr. 1950.
- [Enc01] J.A. Encinar. Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 49(10) :1403–1410, Oct. 2001.
- [ETR09] M.A. El-Tanani and G.M. Rebeiz. A two-pole two-zero tunable filter with improved linearity. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 57(4) :830–839, Apr. 2009.
- [EZ03] J.A. Encinar and J.A. Zorzona. Broadband design of three-layer printed reflectarrays. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 51(7) :1662–1664, Jul. 2003.
- [GB95] Y.J. Guo and S.K. Barton. Phase efficiency of the reflective array antenna. *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, 142(2) :115–120, Apr. 1995.
- [GDB⁺14] J.M. Gonzalez, N. Delhote, D. Baillargeat, C. Champeaux, and L. Roy. Tunable 3D dielectric resonator using a thermoconductive VO₂ material. *Electronics Letters*, 50(11) :821–823, May 2014.
- [GEM⁺01] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, J. Brank, and M. Eberly. Lifetime characterization of capacitive rf mems switches. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 227–230, Phoenix, AZ, USA, May 2001.
- [GGG15] R. Gomez-Garcia and A.C. Guyette. Reconfigurable multi-band microwave filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 63(4) :1294–1307, Apr. 2015.

- [GGGD⁺16] R. Gomez-Garcia, A.C. Guyette, Psychogiou D., E.J. Naglich, and D. Peroulis. Quasi-elliptic multi-band filters with center-frequency and bandwidth tunability. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(3) :192–194, Mar. 2016.
- [Gib79] P.J. Gibson. The vivaldi aerial. In *Digest of the 9th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 120–124, Brighton, UK, Oct. 1979.
- [GJS⁺10] X. Guan, S. Jiang, L. Shen, H. Liu, G. Li, and D. Xu. A microstrip dual-band bandpass filter based on a novel admittance inverter. In *Proc. of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pages 577–580, China, 2010.
- [GLM⁺09] D. Girbau, A. Lazaro, E. Martinez, D. Masone, and L. Pradell. Tunable dual-band bandpass filter for wlan applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(9) :2025–2028, Sep. 2009.
- [GLSP06] A. Garcia-Lamperez and M. Salazar-Palma. Dual band filter with splitting resonators. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 519–522, San Francisco, CA, USA, 2006.
- [GLSP11] A. Garcia-Lamperez and M. Salazar-Palma. Single-band to multiband frequency transformation for multiband filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 59(12) :3048–3058, Dec. 2011.
- [Gro18] Alexandre Grossetête. *Synthèse analytique de panneaux réflecteurs imprimés – Utilisation de circuits équivalents et de techniques de synthèse de filtres*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Jun. 2018.
- [HO04] S.V. Hum and O. Okoniewski. An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1827–1830, Jun. 2004.
- [HPL16] C. Huang, W. Pan, and X. Luo. Low-loss circularly polarized transmitarray for beam steering application. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 64(10) :4471–4476, Oct. 2016.
- [Hwa07] J.C.M. Hwang. Reliability of electrostatically actuated rf mems switches. In *International workshop on radio-frequency integration technology*, 2007.
- [HWL08] J.F. Huang, J.Y. Wen, and Z.M. Liu. A triple broadband microwave filter synthesis using nonuniform lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, 50(12) :3039–3045, Dec. 2008.
- [IC98] T. Itoh and R. Coccioli. Aperture coupled patch antenna on uc-pbg substrate. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 47(11) :2123–2130, Nov. 1998.
- [JGCB13] N. Jankovic, R. Geschke, and V. Crnojevic-Bengin. Compact tri-band bandpass and bandstop filters based on hilbert-fork resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(6) :282–284, Jun. 2013.
- [JW94] R.D. Javor and X.D. Wu. Offset-fed microstrip reflectarray antenna. *Electronic Letters*, 30(17) :1363–1365, 1994.
- [Kai60] J.A. Kaiser. The archimedean two-wire spiral antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 8(3) :312–323, Mar. 1960.
- [Kao09] Hamza Kaouach. *Antennes quasi-optiques reconfigurables à grande ouverture aux fréquences millimétriques*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Dec. 2009.

- [KDL⁺10] H Kaouach, L Dussopt, J. Lanteri, R. Sauleau, and T Koleck. X-band transmit-arrays with linear and circular polarization. In *Proceedings of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [Kim17] J. Kimery. 5G : is it ready for take off? *Microwave Journal*, 60(12) :24–34, Dec. 2017.
- [KITK09] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, and T. Kuki. 60-ghz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 1177–1780, Boston, MA, USA, 2009.
- [KKS17] N. Kumar and Y. Kumar Singh. RF-MEMS-based bandpass-to-bandstop switchable single- and dual-band filters with variable FBW and reconfigurable selectivity. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 65(10) :3824–3837, Oct. 2017.
- [KLCC11] Y.T. Kuo, J.Y. Li, S.Y. Cheng, and C.Y. Chang. Tri-band and quad-band filter design using e-shaped resonators. In *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 1270–1273, Melbourne, Australia, Nov. 2011.
- [KLLC10] Y.T. Kuo, J.C. Lu, C. K. Liao, and C.Y. Chang. New multiband coupling matrix synthesis technique and its microstrip implementation. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 58(7) :1840–1850, Jul. 2010.
- [LAJB13] M. Li, M. Al-Joumayly, and N. Behdad. Broadband true-time delay microwave lenses based on miniaturized element frequency selective surfaces. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 61(3) :1166–1179, Mar. 2013.
- [LCV⁺07] H. Legay, Y. Cailloce, O. Vendier, G. Caille, J. Perruisseau-Carrier, M. Lathi, J.P. Pollizzi, U. Oestermann, P. Pons, and N. Raveu. Satellite antennas based on mems tunable reflectarrays. In *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [LH10] C. Liu and S.V. Hum. An electronically tunable single-layer reflectarray antenna element with improved bandwidth. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9 :1241–1244, 2010.
- [LH12] J.Y. Lau and S. Hum. Reconfigurable transmitarray design approaches for beamforming applications. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 60(12) :5679–5689, Dec. 2012.
- [LHW08] A.S. Liu, T.Y. Huang, and R.B. Wu. A dual wideband filter design using frequency mapping and stepped-impedance resonators. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 56(12) :2921–2928, Sep. 2008.
- [LJ06] M.I. Lai and S.K. Jeng. Compact microstrip dual-band bandpass filters design using genetic-algorithm techniques. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 54(1) :160–168, Jan. 2006.
- [LKHKCL97] K.-W. Lam, S.-W. Kwok, Y. Hwang, and T. Kin-Chun Lo. Implementation of transmitarray antenna concept by using aperture-coupled microstrip patches. In *Proc. of Asia Pacific Microwave Conference*, Dec. 1997.
- [LMT⁺07] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanne, P. Laurent, V. Bouquet, S. Deputier, V. Guilloux-Viry, and F. Huret. Tunable dbr resonators using ktn ferroelectric

- lectric thin-films. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 2059–2062, Honolulu, HI, USA, 2007.
- [LPC⁺03] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard. A steerable reflectarray antenna with mems controls. In *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 494–499, Oct. 2003.
- [LR04] S. Lee and R. and Ramadoss. Reliability testing of flexible printed circuit-based RF MEMS capacitive switches. *Microelectronics Reliability*, 44(2) :245–250, 2004.
- [LT10] W.-P. Liu and Y.-W. Tung. Dual-band stepped-impedance resonant filter with dual-band admittance inverter. In *Proc. of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pages 1490–1493, China, 2010.
- [LWP⁺07] C. Lugo, G. Wang, J. Papapolymerou, Z. Zhao, X. Wang, and A.T. Hunt. Frequency and bandwidth agile millimeter-wave filter using ferroelectric capacitors and mems cantilevers. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 55(2) :376–382, Feb. 2007.
- [Mah00] Françoise Mahé. *Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, Mars 2000.
- [MBC⁺15] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, and A. Crunteanu. High cut-off frequency rf switches integrating a metal-insulator transition material. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Phoenix, AZ, USA, May 2015.
- [McG86] D.T. McGrath. Planar three-dimensional constrained lenses. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34 :46–50, Jan. 1986.
- [MGL07] M.-A. Milon, R. Gillard, and H. Legay. Rigorous analysis of the reflectarray radiating elements : characterization of the specular reflection effect and the mutual coupling effect. In *29th ESA Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas*, Netherlands, Apr. 2007.
- [MGP⁺11] L. Moustafa, R. Gillard, F. Peris, R. Loison, H. Legay, and E. Girard. The phoenix cell : a new reflectarray cell with large bandwidth and rebirth capabilities. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :71–74, 2011.
- [MGVMRB15] F. Mesa, M. García-Vigueras, F. Medina, and R. Rodriguez-Berral. Circuit-model analysis of frequency selective surfaces with scatterers of arbitrary geometry. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14 :135–138, Sep. 2015.
- [MH96] R. Maboudian and R.T. Howe. Critical review : adhesion in surface micro-mechanical structures. *Journal of Vacuum Science & Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, 15(1) :1–20, 1996.
- [Mil07] Marie-Anne Milon. *Modélisation de cellules déphaseuses environnées – Application à l’analyse de réseaux réflecteurs imprimés*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Dec. 2007.
- [MMFJ06] R. Marin, A. Mossinger, J. Freese, and R. Jakoby. Characterization of 35 ghz tunable reflectarray unit cells using highly anisotropic liquid crystal. In *German Microwave Conference*, Mar. 2006.

- [MOD⁺04] D. Mercier, J.C. Orlianges, T. Delage, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, and P. Blondy. Millimeter-wave tune-all bandpass filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 52(4) :1175–1181, Apr. 2004.
- [MTR⁺00] F. Mahé, G. Tanne, E. Rius, C. Person, S. Toutain, F. Biron, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon. Electronically switchable dual-band microstrip interdigital bandpass filter for multistandard communication applications. In *Proceedings of the 30nd European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, Oct. 2000.
- [Nad15] Kévin Nadaud. *Co-conception matériaux hyperfréquences : étude et réalisation de couches minces accordables de BST en vue d'une application réseau réflecteur*. PhD thesis, Université de Nantes, Oct. 2015.
- [NBA⁺03] J.A.N. Noranha, T. Bielawan, C.R. Anderson, S. Sweeny, D.G. Licul, and W. A. Davis. Designing antennas for uwb systems, microwaves and rf. *Microwaves & RF Magazine*, pages 53–61, Jun. 2003.
- [NBVS08] A. Nasser, S. Bila, S. Verdeyme, and F. Seyfert. Improved synthesis for the design of microwave filters with a minimum insertion-loss configuration. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 56(9) :2086–2094, Sep. 2008.
- [Pal15] Luca Di Palma. *Antennes réseaux transmetteur reconfigurables aux fréquences millimétriques*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Dec. 2015.
- [PCFS15] L. Pelliccia, F. Cacciamani, P. Farinelli, and R. Sorrentino. High-Q tunable waveguide filters using ohmic RF MEMS switches. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 63(10) :3381–3390, Oct. 2015.
- [PCS08] J. Perruisseau-Carrier and A.K. Skrivervik. Monolithic mems-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360 degrees phase range. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7 :138–141, Feb. 2008.
- [PCVT92] K.D. Palmer, J.H. Cloete, and J.J. Van Tonder. Bandwidth improvement of circularly polarized arrays using sequential rotation. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Chicago, IL, USA, Jun. 1992.
- [PGS⁺12] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Dellestre. Dual linearly-polarized unit-cells with nearly 2-bit resolution for reflectarray applications in X-band. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 60(12) :6042–6048, Dec. 2012.
- [PHM⁺15] W. Pan, C. Huang, X. Ma, B. Jiang, and X. Luo. A dual linearly polarized transmitarray element with 1-bit phase resolution in X-band. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14 :167–170, 2015.
- [PHML14] W. Pan, C. Huang, X. Ma, and X. Luo. An amplifying tunable transmitarray element. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13 :702–705, 2014.
- [PLLLH14] E. Plaza, G. Leon, S. Loredó, and F. Las-Heras. Dual polarized transmitarray lens. In *Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, 2014.
- [PM93] D.M. Pozar and T.A. Metzler. Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size. *Electronic Letters*, 29(8) :657–658, Apr. 1993.

- [PO11] R. Phillion and M. Okoniewski. Lenses for circular polarization using planar arrays of rotated passive elements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 59(4) :1217–1227, Apr. 2011.
- [PPBD⁺13] G. Perez-Palomino, P. Baine, R. Dickie, J. Encinar, and R. Cahill. Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in f-band. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 61(4) :1704–1713, Apr. 2013.
- [PS84] D.M. Pozar and D.H. Schaubert. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32 :602–610, Jun. 1984.
- [QMC⁺07] C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, E. Rius, J. F. Favennec, and C. Person. General synthesis of n-band resonator based on n-order dual behavior resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(5) :337–339, May 2007.
- [QRP03a] C. Quendo, E. Rius, and C. Person. Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 51(3) :734–743, Mar. 2003.
- [QRP03b] C. Quendo, E. Rius, and C. Person. An original topology of dual-band filter with transmission zeros. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 1093–1096, Philadelphia, PA, USA, 2003.
- [Que01] Cédric Quendo. *Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, Nov. 2001.
- [RBMM13] R. Rodriguez-Berral, F. Mesa, and F. Medina. Analytical multimodal network approach for 2-D arrays of planar patches/apertures embedded in a layer medium. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 63(5) :1969–1984, May 2013.
- [RBMMM12] R. Rodriguez-Berral, C. Molero, F. Medina, and F. Mesa. Analytical wideband model for strip/slit gratings loaded with dielectrics slabs. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 60(12) :3908–3918, Dec. 2012.
- [Ric18] Vincent Richard. *Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones – Application à l'optimisation d'une antenne spatiale en bande C*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Apr. 2018.
- [RPA⁺07] N. Raveu, G. Prigent, H. Aubert, P. Pons, and H. Legay. Scale changing technique design and optimization tool for active reflectarrays cell. In *Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 983–986, Munich, Allemagne, Oct. 2007.
- [RZER12] P. Robustillo, J. Zapata, J.A. Encinar, and J. Rubio. ANN characterization of multi-layer reflectarray elements for contoured-beam space antennas in the Ku-band. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 60(7) :3205–3214, Jul. 2012.
- [RZMLRCM12] J. Rodriguez-Zamudio, J.I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A.E. Martynyuk. Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 60(4) :1821–1830, Apr. 2012.

- [Sch02] H.G. Schantz. Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 44–47, Jul. 2002.
- [Shi93] D. Shively. Spectral domain analysis of square spiral microstrip antennas. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1466–1468, 1993.
- [SM12] V. Steel and A. Morris. Tunable rf technology overview. *Microwave Journal*, 55(11) :26–36, Nov. 2012.
- [SMTB11] S. Sirci, J.D. Martinez, M. Taroncher, and V.E. Boria. Varactor-loaded continuously tunable siw resonator for reconfigurable filter design. In *Proceedings of the 41st European Microwave Conference (EuMC)*, Manchester, UK, Oct. 2011.
- [ST68] L. Schwartzman and L. Topper. Analysis of phased array lenses. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 16(11) :628–632, Nov. 1968.
- [SVH01] M. Sarnowski, T. Vaupel, and V. Hansen. Numerical confirmation of scattering anomalies observed in FSS applications. *Frequenz*, 55 :51–58, Jan. 2001.
- [TJAH01] J. Thaysen, K.B. Jakobsen, and J. Appel-Hansen. A logarithmic spiral antenna for 0.4 to 3.8 ghz. *Applied Microwave and Wireless Mag.*, pages 32–45, 2001.
- [TLT05] C.M. Tsai, H.M. Lee, and C.C. Tsai. Planar filter design with fully controllable second passband. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 53(11) :3429–3439, Nov. 2005.
- [TPLRA02] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J.I. Alonso. A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 50(1) :172–177, Jan. 2002.
- [VS03] W.M. Van Spengen. Mems reliability from a failure mechanisms perspective. *Microelectronics Reliability*, 43(7) :1049–1060, 2003.
- [VSPMDW03] W.M. Van Spengen, R. Puers, R. Mertens, and I. De Wolf. A low frequency electrical test setup for the reliability assessment of capacitive RF MEMS switches. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 13(5) :604–612, Sep. 2003.
- [VVPN03] I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev, and M. Nikol’ski. Tunable microwave filters using ferroelectric materials. *IEEE Transaction on Applied Superconductivity*, 13(2) :716–719, Jun. 2003.
- [WER15] D.T. White, J.P. Ebling, and G.M. Rebeiz. A wide-scan printed planar k-band microwave lens. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 313–316, 2015.
- [WY11] H. W. Wu and R.Y. Yang. A new quad-band bandpass filter using asymmetric stepped impedance resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(4) :203–205, Apr. 2011.
- [XZP⁺06] Guan X., Ma Z., Cai P., Kobayashi Y., Anada T., and Hagiwara G. Synthesis of dual-band bandpass filters using successive frequency transformations and circuit conversions. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(3) :110–112, Mar. 2006.

- [YWC07] H.-Y. Anita Yim, F.-L. Wong, and K.-K. Michael Cheng. A new synthesis method for dual-band microwave filter design with controllable bandwidth. In *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Thailand, 2007.
- [ZLX⁺12] Y. Zhao, T. Liu, T. Xu, Q. Nie, Y. Xia, R. Wang, G. Jiang, and Y. Ye. Varactor-tuned dual-band filters with constant absolute bandwidth. In *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Montreal, QC, Canada, 2012.
- [ZX07] X.Y. Zhang and Q. Xue. Novel dual-mode dual-band filters using coplanar-waveguide-fed ring resonators. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 55(10) :2183–2190, Oct. 2007.
- [ZX08] X. Y. Zhang and Q. Xue. Novel centrally loaded resonators and their applications to bandpass filter. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 56(4) :913–921, Apr. 2008.
- [ÉG03] Étienne Girard. *Conception et simulation de cellules déphaseuses pour réseau réflecteur à polarisation circulaire*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Nov. 2003.