



HAL
open science

Circuits et déphaseurs hyperfréquences : topologies innovantes, conceptions et exemples d'applications

Marc Le Roy

► **To cite this version:**

Marc Le Roy. Circuits et déphaseurs hyperfréquences : topologies innovantes, conceptions et exemples d'applications. Physique [physics]. Ecole Doctorale MATHSTIC, 2022. tel-04149025

HAL Id: tel-04149025

<https://hal.univ-brest.fr/tel-04149025>

Submitted on 3 Jul 2023

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.



Distributed under a Creative Commons Attribution - NonCommercial - NoDerivatives 4.0 International License

HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

L'UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : Electronique

Par

Marc LE ROY

**Circuits et déphaseurs hyperfréquences : topologies innovantes,
conceptions et exemples d'applications**

Habilitation à Diriger des Recherches
présentée et soutenue à Brest, IUT de Brest-Morlaix, le 15 décembre 2022
Unité de recherche : UMR 6285 Lab-STICC

Rapporteurs avant soutenance :

Philippe FERRARI	Professeur, TIMA, Université de Grenoble Alpes
Raphaël GILLARD	Professeur, IETR, INSA Rennes
Éric KERHERVÉ	Professeur, IMS, ENSEIRB-MATMECA

Composition du Jury :

Philippe FERRARI	Professeur, TIMA, Université de Grenoble Alpes
Raphaël GILLARD	Professeur, IETR, INSA Rennes
Éric KERHERVÉ	Professeur, IMS, ENSEIRB-MATMECA
Éric LHEURETTE	Professeur, IEMN, Université de Lille
Gérard TANNÉ	Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale
André PÉRENNEC	Maître de conférences HDR, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale
Roland GAUTIER	Maître de conférences HDR, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale

Invité :

Emanuel RADOI	Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale
---------------	-----------------------------------------------------------

**Circuits et déphaseurs hyperfréquences :
topologies innovantes, conceptions et
exemples d'applications**

Remerciements

Je tiens avant tout à remercier l'ensemble des collègues enseignants-chercheurs, enseignants, chercheurs, ingénieurs, techniciens, personnels techniques et administratifs, doctorants, post-doctorants, stagiaires que j'ai eu le plaisir et la chance de côtoyer pendant ces années, tout d'abord au LEST, à l'IUT de Rouen, puis au Lab-STICC et à l'IUT de Brest-Morlaix et aussi lors de collaborations nationales et internationales.

J'ai évidemment une pensée spéciale pour André Pérennec qui m'a initié à la recherche et qui m'a accompagné tout au long de mon parcours professionnel. Je le remercie vivement pour sa patience, son avance de phase ou son déphasage permanent, pour sa volonté de toujours revenir aux questions essentielles et pour avoir supporté mes blagues avec le sourire pendant toutes ces années.

Merci également à Gérard Tanné pour m'avoir soutenu, motivé et fait confiance à de multiples reprises.

Je remercie également chaleureusement les membres de notre groupe de travail, « l'Hyper Dream Team du Full-Duplex », André Pérennec, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, Charles Canaff et Hadi Hijazi, c'est un plaisir de travailler ensemble !

L'enseignement et la recherche étant indissociables pour moi, je n'oublie pas de remercier mes collègues du département GEII de l'IUT de Brest-Morlaix, et son directeur, qui tout comme mes collègues du Lab-STICC, me permettent d'évoluer dans un environnement professionnel agréable et stimulant, qui donne envie d'échanger, de progresser, d'apprendre et de transmettre chaque jour. Un merci particulier à mon « binôme » de l'IUT, Paul Laurent, car son dévouement à la réussite des étudiants est contagieux.

Tous ces projets n'auraient pas vu le jour sans la contribution majeure des doctorants et post-doctorants, et tout particulièrement Fabien Arzur, Zahra Katbay, Saadou AlMokdad, Mohammad N. Sadiq, Allan Pen, Khaled Khoder, Phi Long Doan, Hadi Hijazi, Marcos L. Carneiro et Clément Demeslay.

J'adresse toute ma gratitude aux trois rapporteurs de cette HDR : Eric Kerhervé dont les compétences en microélectronique au sein du laboratoire IMS apporteront un éclairage important à ce travail. Philippe Ferrari que son expertise reconnue en conception de déphaseurs et lignes à ondes lentes désignait naturellement pour rapporter sur mon travail. Et enfin, Raphaël Gillard dont les connaissances en antennes et systèmes antennaires permettront d'apporter un point de vue rigoureux et complémentaire sur la partie système de ce manuscrit.

Je remercie également Eric Lheurette pour avoir accepté de participer à ce jury, pour notre amitié et pour ces années « formatrices » à l'IUT de Rouen. Merci également à Roland Gautier d'avoir pris part à ce jury, pour m'avoir sollicité pour des collaborations prometteuses et je remercie également Emanuel Radoi pour ses conseils avisés et pour nos échanges en mode « Full-Duplex ».

J'exprime toute ma reconnaissance à mes parents, ma famille et mes amis pour leur soutien.

Et enfin, je dédie ce manuscrit à Claire, Lénaëlle et Malo !

Table des matières

Introduction Générale	5
CURRICULUM VITAE	6
1 Circuits et déphaseurs actifs	33
1.1 Introduction	34
1.2 Circuits actifs à TPG négatif	35
1.2.1 Contexte	35
1.2.2 Exemples de topologies	38
1.2.3 Déphaseur « pur »	49
1.2.4 Autres exemples d'applications	52
1.3 Circuits à base d'éléments non-Foster	58
1.3.1 Introduction et contexte	58
1.3.2 Etude et conception de circuits non-Foster	59
1.3.3 Inverseur - déphaseur « pur » 180° à base de circuit non-Foster	64
1.4 Bilan et conclusion	71
2 Déphaseurs passifs	73
2.1 Introduction et contexte	73
2.2 Cellules déphasantes, inverseurs de phase et baluns Ultra-Large-Bande	76
2.2.1 Contexte	76
2.2.2 Déphaseurs 45° et coupleurs hybrides large-bande	77
2.2.3 Inverseurs, power divider et baluns 180° Ultra-large-bande	83
2.3 Déphaseurs large-bande analogiques (à base de varactors)	92
2.3.1 Contexte	92
2.3.2 Principe et comparaison à l'état de l'art	93
2.3.3 Synthèse, conception et réalisations de déphaseurs passe-tout en bande S	94
2.3.4 Conception de déphaseurs analogiques large-bande en CMOS 65nm pour les bandes 24/28 GHz	98
2.4 Déphaseurs numériques à commutation ultra-rapide par commande optique	107
2.4.1 Contexte général de l'étude	107
2.4.2 Réalisation de commutateurs RF à base de VO ₂	108
2.4.3 Déphaseurs à commutation ultra-rapide à base de VO ₂	113
2.5 Bilan et conclusion	126

3	Applications des déphaseurs et inverseurs aux systèmes antennaires In-Band Full-Duplex	127
3.1	Introduction et principe de l’In-Band Full-Duplex	127
3.2	Systèmes antennaires In-Band Full-duplex	132
3.2.1	Adaptation d’antennes et découplage « actif » appliqué aux IoT à partir de composants Non-Foster.....	132
3.2.2	Principe d’annulation de l’auto-interférence en champ proche	137
3.2.3	Système antenne In-Band Full-Duplex pour applications ISL en Nanosat	138
3.2.4	Système antenne pour liaison In-Band Full-Duplex en Ultra-Large-Bande	144
3.3	Bilan et conclusion	154
	Conclusion Générale.....	155
	Projets.....	157
	• Projets en cours.....	157
	• Projets futurs.....	158
	Références.....	160

Introduction Générale

Maitre de conférences à l'université de Brest (UBO) depuis septembre 2003, j'enseigne au département GEII de l'IUT de Brest-Morlaix et j'effectue ma recherche au Lab-STICC dans l'équipe Dispositifs Hyperfréquences (DH) du pôle MatRF.

L'habilitation à diriger des recherches (HDR) est une étape importante dans la carrière d'un maître de conférences car elle constitue un moment privilégié pour faire un point sur ses activités scientifiques et d'enseignement et de réaliser une réflexion sur des perspectives de recherche. L'obtention de l'HDR permettant d'acquérir de plus une certaine autonomie à travers la direction « officielle » de thèses et la possibilité de rapporter sur des thèses.

La première partie de ce manuscrit présente une synthèse sous la forme d'un CV de mon parcours d'enseignant-chercheur depuis l'obtention du doctorat. Ce CV présente un résumé de mes activités d'enseignement, des responsabilités pédagogiques et scientifiques dont j'ai eu la charge, des activités d'encadrement doctoraux et scientifiques, une synthèse des projets que j'ai portés ou auxquels j'ai contribué et une liste de mes publications.

La seconde partie de ce manuscrit est consacrée à la synthèse de mes activités de recherche et de mes principales contributions, en ciblant majoritairement ces dix dernières années à l'exception d'une activité plus ancienne mais marquante dans mon activité de recherche. Mes activités de recherche sont globalement tournées vers le domaine des circuits et dispositifs radio- et hyper-fréquences, dans un registre allant de la modélisation et de la conception de composants jusqu'au développement de systèmes. Dans un souci de concision et de cohérence, je présenterai uniquement les activités ayant un lien direct ou indirect avec la thématique des « déphaseurs » et leurs applications qui constitue un des axes fédérateurs de notre équipe. Les résultats présentés ici sont en effet issus d'un travail d'équipe, constituée de collègues de l'UBO et de l'ENSTA-Bretagne et ces résultats ont été majoritairement obtenus par l'implication forte des doctorants et post-doctorants que j'ai eu l'opportunité d'encadrer ou de co-encadrer.

Cette partie scientifique est organisée en 4 parties principales :

- La 1^{ère} partie porte sur la conception de circuits actifs pour obtenir, un TPG négatif ou un comportement de type non-Foster, et qui sont utilisés dans des topologies originales pour s'approcher de la conception d'un déphaseur idéal ou « déphaseur pur »,
- Le 2^{ème} chapitre présente plusieurs topologies et technologies innovantes de déphaseurs passifs fixes, analogiques à réglage continu puis numériques,
- Le 3^{ème} chapitre décrit des exemples d'utilisation et de mise en œuvre de ces déphaseurs pour réaliser des systèmes antennaires In-Band Full-Duplex,
- Enfin, la dernière partie permet de conclure sur ces 3 chapitres et décrit les projets en cours et futurs.



Université de Bretagne Occidentale



CURRICULUM VITAE

Marc Le Roy

Université de Brest (UBO), IUT de Brest, département

GEII

Lab-STICC UMR 6285

Section CNU : 63

Table des matières du CV

1. CV résumé	8
2. Activités d'enseignement	9
a. Synthèse des activités d'enseignement.....	9
b. Responsabilités pédagogiques.....	10
c. Enseignements dans le cadre international.....	11
3. Synthèse des activités de recherche.....	12
a. Parcours de recherche	12
b. Axes de recherche.....	12
c. Encadrements.....	17
c.1 Thèses co-encadrées.....	17
c.2 Thèses en cours.....	18
c.3 Post-Doctorants et contractuels	18
c.4 Stages de Master Recherche.....	19
c.5 Contrats et projets scientifiques.....	21
c.6 Collaborations.....	23
c.7 Rayonnement et responsabilités scientifiques.....	23

1. CV résumé

Etat Civil

Marc Le Roy

Né le 21 novembre 1970 à Brest

Marié, 2 enfants

Établissement d'affectation : Université de Brest (UBO)

Adresses professionnelles :

- IUT de Brest, département GEII, rue de Kergoat, CS93837, 29238, Brest cedex 3
- Lab-STICC, UBO, 6 avenue Le Gorgeu, CS93837, 29238, Brest cedex 3

Tel : 02 98 01 60 70 / 65 82, personnel 06 62 19 86 62

Email : mleroy@univ-brest.fr

Situation actuelle

Grade : Maître de conférences Hors Classe

Section : 63^{ème} section

- Enseignement : Université de Brest (UBO), IUT de Brest, département GEII (Génie Electrique et Informatique Industrielle)
- Recherche : Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, CNRS UMR 6285).

Cursus Universitaire

1989 Baccalauréat série E

1991 DUT GEII

1993 Maîtrise EEA

1994 DEA Electronique/Télécom, Université de Brest (UBO)

1999 Thèse de Doctorat, Université de Brest (UBO), 19/01/1999 mention très honorable.

" Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d'impédance : application au filtrage". Directeurs de thèse : L.C. Calvez, Encadrants : S. Toutain, A. Pérennec

Déroulement de carrière

1996-99 Allocataire de recherche (MESR), Vacataire IUT de Brest (GEII et GMP), IUP Télécom et Réseaux (UBO), Deug TI

1999-2003 Maître de conférences, IUT de Rouen (département GTR (R&T) d'Elbeuf-sur-seine), laboratoire LEMI (Université de Rouen)

Depuis septembre 2003 Maître de conférences, IUT de Brest (Université de Brest, UBO), département GEII, membre du LEST (UMR 6165) dès 2003 puis du Lab-STICC (UMR 6285) depuis 2008 et MCF Hors-Classe depuis 2015.

2. Activités d'enseignement

a. Synthèse des activités d'enseignement

Période 1999-2003 :

J'ai été recruté en 1999 comme maître de conférences à l'IUT de Rouen pour participer à la création et à l'ouverture d'un nouveau département GTR (Génie des Télécoms & Réseaux, devenu T&R) sur un site délocalisé et dans un nouveau bâtiment à Elbeuf sur Seine. Cette expérience fut très riche et prenante car nous étions 2 nouveaux recrutés (1 Pr et 1 MCF) aidés par l'IUT de Rouen pour créer ce département. Après avoir planifié, commandé, et suivi l'installation d'une grande partie du matériel pédagogique (tables, chaises, postes informatiques et surtout équipements et maquettes de TP en électronique, télécoms et informatiques, ...), j'ai créé intégralement avec l'aide du réseau national des départements GTR, les cours/TD/TP en Télécoms et informatiques pour les 2^{èmes} années d'IUT GTR. J'ai donc mis en place et créé près de 80 séances de TP de 3h en deux ans et 150h eqTD de cours/TD pour une 1^{ère} promotion de 24 étudiants. Nous avons été rapidement épaulés par de nouveaux collègues à qui j'ai transmis progressivement les enseignements développés, ce qui m'a permis de me consacrer quasi exclusivement à l'enseignement des télécoms. Ainsi, en 2001-2003, j'assurai intégralement les enseignements des modules de Télécoms en 2^{ème} année (cours/TD/TP + gestion des 2 salles TP hyperfréquences et Télécoms). Je me suis aussi investi dans le groupe de travail « télécoms » des départements GTR (R&T) au plan national et dans diverses tâches administratives : commission INFO-COM, organisation des P.O., jurys de bac et de BTS, fêtes de la science, création/organisation/gestion du module des projets tuteurés, ... J'ai également créé un module d'enseignement en microélectronique (Silvaco Athena/Atlas) pour le DEA/master 2 géré par le laboratoire LEMI.

Période 2003-2022 :

J'ai obtenu en 2003 une mutation sur un poste au département GEII de l'IUT de Brest à l'UBO. Ce poste étant prévu comme support à la création d'une nouvelle option « électronique » au département GEII, j'ai donc participé à la création de cette option en 2^{ème} année au GEII à la rentrée 2003 et à la mise en place de la 2^{ème} année par apprentissage en GEII avec également une forte dominante électronique. A cette rentrée, j'ai donc créé, avec un collègue (P. Laurent), deux nouvelles séries de TP et une salle dédiée. J'ai depuis diversifié mes enseignements vers d'autres disciplines telles que l'informatique, le filtrage numérique, l'électricité, l'électronique de tronc commun 1^{ère} et 2^{ème} année, le PPP (Projet Personnel et Professionnel), les modules « apprendre autrement », en formations initiale et aussi par apprentissage. J'ai également mis au point avec le même collègue une série de TP consacrée au filtrage numérique sur DSP et moderniser (ou créer) à plusieurs reprises les TP d'électronique de 1^{ère} et 2^{ème} année et aussi de communications numériques pour le parcours ESE (Electronique et Systèmes embarqués, ex parcours SEN). Actuellement, je gère 3 séries de TP et 2 salles de TP. J'ai déposé et obtenu (avec P. Laurent) deux subventions (CG29/fonds propres) de 30 000 € chacune pour la modernisation de matériels pédagogiques et professionnels en électronique/télécoms. En 2022-2023, nous créons et mettons en place de nouveaux TP d'électronique pour le tronc commun (6TP de 2h) et le parcours ESE (6TP de 3h) avec la création de nouvelles maquettes (PLL, CAN, Filtrage actif, ampli d'instrumentation, ...), et j'ai pris la responsabilité du groupe de travail pour créer la 3^{ème} année de BUT GEII parcours ESE.

En plus de ces enseignements en IUT, j'ai pu intervenir en 2016-2017 et 2017-2018 à l'ENSTA-Bretagne pour un module cours/TP d'électronique au niveau M1 portant sur la partie analogique/hyperfréquences du front-end radio pour 12h eqTD/an.

J'interviens également depuis 2018 (6 h eqTD en 2017-2018, puis 12 eqTD / an depuis 2018-2019) en master 2 ET à l'UBO dans un module de TP/projet « Dispositifs actifs hyperfréquences » où les étudiants réalisent un amplificateur WIFI (étude, simulation, design, réalisation (PCB, pose et soudure CMS), mesures).

J'assure au sein du département GEII de l'IUT de Brest un plein service depuis 2003 avec un service dû de 192h eqTD par an. Je n'ai jamais bénéficié de décharge ni de CRCT. Voici un tableau récapitulatif le nombre d'heures enseignées sur les 7 dernières années :

Années	Heures equ. TD
2015 / 2016	262
2016 / 2017	228
2017 / 2018	261
2018 / 2019	278
2019 / 2020	302
2020 / 2021	315
2021 / 2022	280

Exemple de répartition des principaux modules enseignés en 2021-2022 :

UE/Module	Contenu / descriptif	Niveau (Public)	Heures
OL3 /TNS	Outils Logiciels (Matlab), Traitement Numérique du Signal (Filtrage Numérique)	DUT2 (FI + apprentis)	34 TD/TP
SE3	Tronc commun de l'enseignement d'électronique de 2 ^{ème} année - Pastilles vidéo de cours sur moodle - QCM formatif et évalués sur moodle	DUT2 (toute la promotion)	50 (CM/TD/TP)
ELEN1	Enseignement d'électronique de 1 ^{ère} année	UT1 (1 groupe TP : 14 étudiants)	6 (TP) +22 TD
PPP1/PPP2/PPP3	Projet Personnel et Professionnel	DUT1 & DUT2 (groupes TD ou TP 24/12 étudiants)	33 (TP)
AT41/OS34	Modules d'électronique/Télécoms/Communications Numériques de l'option "Systèmes Electroniques et Numériques"	DUT2 (20 étudiants en FI : parcours SEN + formation continue aux cadets Saoudiens)	104 (CM/TD/TP)
DTET9DAH UFR S&T UBO	Module TP/projet "Dispositifs actifs hyperfréquences" en Master 2 Electronique, Radiofréquence et Télécoms	M2 (12 étudiants)	12 (TP/projet)
PORTFOLIO BUT1 S1 et S2	Créations, mises en place et encadrements d'ateliers sur le portfolio et les compétences du GEII	BUT1 GEII et GB (Génie Biologique)	20
	Projets tuteurés, Vie de l'entreprise, Intégration à l'université	BUT1 et BUT2	20

Légende :

Modules hors IUT
Responsable de module (rédaction des photocopies de cours/TD/TP et gestion matériels/salles TP)
Module piloté par un autre collègue

Remarque : ces enseignements sont tous effectués en présentiels. Ne sont pas pris en compte les suivis de stagiaires et d'apprentis (visites, soutenances, jurys, surveillance, entretiens recrutements APP, ...).

b. Responsabilités pédagogiques

Depuis 2003, je me suis investi dans diverses responsabilités au sein du département GEII : suivi d'apprentis, entretiens de recrutement des apprentis, visites d'entreprises pour

les étudiants, portes ouvertes (tous les ans depuis 2003), salons Lycéens, jurys de bacs, jury de recrutement des futurs DUT/BUT GEII, participations aux rapports d'évaluations du département GEII (statistiques sur les poursuites d'études), présidence du concours ASI BAP-C externe et interne, organisation d'un concours de recrutement pour le CEREMA (<https://www.cerema.fr/fr>), organisations et participations aux colloques GEII nationaux et Grand Ouest, commission nationale de modernisation du PPN en électronique, mise en place du BUT GEII : participations à la commission nationale définissant le parcours ESE (Electronique et Systèmes Embarqués) en BUT2 et BUT3 et les modules d'électronique en 2021-2022 (14 réunions en visio) , participation au groupe de travail sur la mise en place de l'apprentissage par projet (situation d'apprentissage et d'évaluation : SAÉ) et du portfolio au département GEII, mise en place d'ateliers (création d'un atelier inter-département sur 2 journées).

Surtout, j'ai la responsabilité des **poursuites d'études** au département GEII **depuis 2007** :

- 60/200 dossiers à traiter par an,
- Organisation avec le département GMP d'un forum de poursuites d'études post-DUT depuis 2010 (25 à 50 établissements/an habituellement en présentiel et en distanciel en 2021)),
- Contacts et relations avec les écoles et les universités (passerelle), communications dans les lycées et lors des salons étudiants,
- Organisations de rencontres avec nos anciens étudiants dans le cadre des modules de PPP (Projet Pro. et Perso),
- Administration/gestion d'un site intranet permettant de gérer et de générer les avis de poursuites d'études de nos étudiants,
- Organisation annuelle d'une enquête locale pour connaître le parcours de nos anciens étudiants (taux de réponse > 90% + création et gestion d'une base de données sur le devenir de nos anciens étudiants, utilisée notamment en PPP),
- Animation d'une page Facebook puis LinkedIn et Discord pour informer les étudiants sur les poursuites d'études post-DUT/BUT GEII.

c. Enseignements dans le cadre international

Dans le cadre international, j'ai participé :

- à l'organisation de la 1^{ère} semaine internationale IUT Brest en 2015 (cours donnés en anglais), accueil d'intervenants étrangers (Belgique, Roumanie, ...),
- au montage d'une collaboration Erasmus avec Timisoara à l'UPT, Université Politehnica Timișoara (2 déplacements sur place 2014-2015 et accueil de 2 étudiantes ERASMUS à l'IUT et au Lab-STICC en 2010 et 2015), échanges de stagiaires, possibilité de proposer un DUETI sur demande des étudiants de DUT GEII ou pour une validation de semestre à l'étranger (S4), enseignements réalisés à Timisoara (sous forme d'un séminaire sur mes activités de recherche), ...

3. Synthèse des activités de recherche

a. Parcours de recherche

En 1999 lors de mon recrutement comme enseignant-chercheur, j'ai intégré le Laboratoire d'Electronique Microélectronique et Instrumentation (LEMI) situé dans les locaux de l'IUT de Rouen à Mont-Saint Aignan.

Le LEMI était organisé selon deux grands thèmes de recherche :

- Microtechnologie des fibres optiques pour des applications aux composants et fonctions optiques (fibres à réseaux de Bragg et à structure photonique),
- Procédés et dispositifs pour la microélectronique.

Il m'a été demandé de travailler sur le 2nd thème et plus précisément sur l'implantation ionique qui constitue l'un des procédés technologiques de base de la micro-électronique. J'ai démarré cette nouvelle activité de recherche en prenant en main les outils logiciels disponibles au LEMI pour simuler notamment la diffusion anormale du bore (stage de Master2 [M-1]).

En 2000 avec un collègue du LEMI, j'ai initié deux activités de recherche en collaboration avec l'IEMN de Lille et le LEST de Brest, portant respectivement sur le développement d'une approche quantique pour la modélisation de dispositifs MOS ultraminesces [ACL13], [ACT127], [ACTN26] et sur l'étude de structures à Bande Interdite Photonique (BIP) en technologie planaire [ACTI26], [ACTN25].

Le LEMI a traversé à partir de décembre 2001 une très grave crise ayant abouti à sa fermeture et pour pouvoir continuer à mener à bien mes activités de recherche, j'ai intensifié mes collaborations avec l'IEMN et le LEST, jusqu'à demander en 2003 une mutation sur un poste au département GEII de l'IUT de Brest et au LEST.

Depuis 2003, mes activités de recherche portent sur l'étude et la conception de dispositifs hyperfréquences innovants, d'abord au LEST puis au Lab-STICC lors de sa création en 2008. Le Lab-STICC (UMR CNRS 6285, Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance) regroupe 7 pôles et mes activités se concentrent dans le pôle MATRF (Matériaux et Dispositifs Hyperfréquences) et plus précisément dans l'équipe DH (Dispositifs Hyperfréquences, ex équipe DIM, Dispositifs et Interfaces Multi-physiques <https://labsticc.fr/fr/equipes/dh>). Dans cette équipe, notre axe de recherche cible la proposition et le développement de topologies innovantes de dispositifs hyperfréquences avec des compétences particulières sur l'étude de dispositifs reconfigurables. Dans cet axe, nous avons, André Pérennec et moi, initié plusieurs thématiques telles que : l'étude de structures périodiques et non-uniformes planaires, les dispositifs à temps de propagation de groupe négatif, les déphaseurs purs, les déphaseurs accordables faibles pertes et larges bandes, les systèmes antennaires full-duplex....

b. Axes de recherche

Mes activités de recherche peuvent être réparties selon plusieurs axes principaux :

[A] Dispositifs hyperfréquences actifs à temps de propagation de groupe (TPG) négatif

Dans le cadre du doctorat de **Blaise Ravelo** ([TH1] 2005-2009), nous avons été les premiers à proposer et réaliser un dispositif à temps de propagation de groupe négatif en hyperfréquences avec compensation des pertes et à caractériser cette propriété dans le domaine temporel [COS2][ACL10][ACL11]. En effet, cette propriété de TPG négatif peut

également être obtenue avec des métamatériaux résonants mais avec de très fortes pertes qui en limitent la mise en application. Lors de cette thèse, nous avons donc conçu des dispositifs électroniques originaux permettant de compenser ces pertes, ce qui a débouché sur des applications concrètes originales. Ainsi, dans le domaine des télécommunications hyperfréquences, nous avons élaboré des déphaseurs "purs" large-bande [ACL8][ACL9][ACT118] (dont la phase est constante en fréquence et non pas une différence de phase), permettant d'éviter le dépointage en fonction de la fréquence dans des réseaux d'antennes à balayage électronique. De plus, ils sont facilement intégrables de par leur topologie et compacité. En microélectronique, ils peuvent servir à la remise en forme de signaux numériques dégradés par les lignes d'interconnexion [COS1], [ACT119][ACT120].

[B] Déphaseurs accordables ou commutables large-bande

Les réseaux d'antennes reconfigurables, en particulier dans le domaine des ondes millimétriques, font l'objet actuellement de nombreuses recherches et plusieurs techniques sont actuellement concurrentielles et/ou complémentaires selon les applications envisagées. Pour rendre les antennes reconfigurables voire intelligentes, plusieurs éléments du front-end RF se doivent aussi d'être multi-reconfigurables, c'est-à-dire répondant à différents standards et configurations.

Dans ce contexte, nous avons développé plusieurs topologies différentes de déphaseurs et tout particulièrement des déphaseurs analogiques reconfigurables et des déphaseurs numériques à commande optique :

[B].1 : Déphaseurs analogiques large-bande reconfigurables

Avec l'aide d'un post-doctorant (**Khaled Khoder** [PD1]), nous avons développé une nouvelle topologie de déphaseurs analogiques reconfigurables. Des démonstrateurs opérant dans les bandes 4-7 GHz et 6.7-7.7 GHz ont été développés correspondant respectivement à un circuit simple étage à 180° d'agilité de phase et à double étage atteignant 360°. La topologie est simple et compacte et fait appel à des varactors pour contrôler la variation de phase.

Les performances obtenues par ces déphaseurs sont très bonnes comparées aux travaux issus de la littérature en termes de compacité, de largeur de bande et d'agilités malgré leurs simplicités relatives. Pour une cellule, une agilité en phase de 190° est obtenue sur une bande passante de 3 GHz avec de faibles pertes (Facteur de mérite FoM $\approx 100^\circ/\text{dB}$) et le déphaseur est potentiellement intégrable [ACL7].

Le CEA-LETI était intéressé par cette topologie et nous avons recruté en 2015-2016 un post-doctorant (**Marcos L. Carneiro** [PD2]) ayant déjà une expérience de conception de circuits intégrés pour développer en partenariat avec l'IMEP LAHC et le CEA-LETI un déphaseur compact passe-tout large-bande basé sur des lignes couplées à ondes lentes en CMOS 65nm à 28GHz pour une intégration en technologie CMOS [ACT16][ACTN10]. La grande compacité de ces déphaseurs ainsi que leurs performances les rendent également pertinents pour d'autres applications, e.g. en filtrage [ACL4].

[B].2 : Déphaseurs numériques reconfigurables commandés optiquement

Notre expérience dans le domaine des déphaseurs nous a permis de participer au montage d'un projet ANR intitulé MUFRED « Microwave Ultra Fast Reconfigurable Electronics Devices Using Vanadium Dioxide » en partenariat avec différents laboratoires, IRCER, LMGP, XLIM, IETR et deux industriels, Thales TRT et Te-OX. L'objectif final du projet porte sur la réalisation d'antennes réseaux (Phased-array et Reflect-array) permettant un dépointage

ultra-rapide du faisceau en commandant optiquement des commutateurs réalisés à partir de VO₂.

Une thèse (**Mohammad Sadiq** [TH4]) a démarré en 2017 pour mener à bien notre tâche principale dans ce projet, i.e. l'étude et la réalisation de commutateurs à base de matériau à MIT (Metal to Insulator Transition) tel que le dioxyde de vanadium (VO₂) [ACTN4][ACTI5][ACTN4], de déphaseurs numériques (1, 2 et 3 bits) [53] intégrant ces commutateurs et sur la finalisation d'un premier démonstrateur d'antenne à réseau phasé à partir de ces déphaseurs. Les switches à base de VO₂ ont été conçus, testés et validés séparément et sur des dispositifs simples (stubs, filtres coupe-bande), De même, les déphaseurs ont été réalisés et sont en cours de caractérisation. Le démonstrateur complet (commande optique, déphaseurs, antenne à réseau phasé et de reflect-array) est en cours de finalisation et de caractérisation par nos partenaires du projet. En plus des valorisations académiques [ACTN6][ACTN7], les résultats obtenus et savoir-faire acquis ont permis de participer au montage et d'obtenir le financement d'un projet RAPID DGA intitulé DRUIDE (pour Déphaseurs Reconfigurables Ultra RapIDEs) porté par l'entreprise Te-OX et en partenariat avec le C2N portant sur la réalisation de différents types de déphaseurs à partir de matériaux MIT comme le VO₂. Un premier post-doctorant (01/2020-01/2021) a été recruté (**Mohammad. Sadiq** [PD3]) et plusieurs types de commutateurs ciblant les spécifications de la DGA sont en cours de réalisation. De janvier 2021 à janvier 2022, **Phi Long Doan** [PD4] (Post-Doctorant au Lab-STICC) a pris la suite du travail initié en ciblant plus particulièrement la réalisation des déphaseurs numériques (1 et 2 bits) en bande X. Ces déphaseurs ont été réalisés et la mise sous boîtier et la caractérisation RF sous commande optique est également en phase de finalisation.

[C] Développement d'antennes compactes pour la détection de tumeurs cancéreuses

Cette thématique non-détaillée dans ce manuscrit est liée aux applications médicales des microondes et a démarré en décembre 2014 à l'occasion d'une thèse (**Zahra Katbay** [TH3]) en co-tutelle avec l'université Libanaise de Beyrouth.

L'objectif de cette étude a consisté à développer des dispositifs hyperfréquences pour la détection de tumeurs cancéreuses dans le sein. La majeure partie de l'étude a porté sur la partie antennaire qui se devait d'être portable, miniature et réalisée avec des contraintes spécifiques liées au contact avec la peau afin d'améliorer la transmission de puissance.

Les premières antennes HFA (Hilbert Fractal Antenna) conçues, simulées et mesurées, ont permis de montrer qu'elles pouvaient être utilisées pour détecter la présence de cellules malignes mais que ce système antennaire simple était également sensible aux hétérogénéités des lobules mammaires et des tissus adipeux [ACL6][ACTI13][ACTI14]. La suite des travaux a porté sur la conception d'antennes BAVA Ultra-large-bande en configuration bi-statique et d'outils logiciels spécifiques pour identifier et isoler une signature tumorale à partir d'impulsions temporelles ultra-courtes [ACTI8].

[D] Développement de simulateurs de cibles pour radars automobiles 77 GHz

L'entreprise Autocruise ZF TRW, spécialiste des radars anticollision (ACC AutoCruise Control) a souhaité mener en partenariat avec nous une étude sur un simulateur de cible radar dans le cadre d'une thèse en financement Cifre (**Fabien Arzur** [TH2]). En effet, pour pouvoir caractériser leurs radars selon plusieurs scénarios et cibles (camions, voitures, piétons) et dans des conditions de mesure répétables et fiables, il est nécessaire d'utiliser des simulateurs de cible radar. Cependant les simulateurs de cible existant sur le marché ne répondent pas aux besoins (ni au niveau spécifications, ni en coût, ni en compacité). Ce simulateur doit pouvoir s'adapter à tous les types de radar de la société (3 modèles

différents) et doit répondre aux besoins de caractérisation de cible en distance, vitesse et SER (Surface Equivalente Radar). Le verrou technologique le plus important à lever est la ligne à retard reconfigurable car elle doit permettre au simulateur de cible de simuler une cible à des distances comprises entre 10 m et 250 m sur une large bande de fréquence avec une résolution de 0,2 m tout en assurant le contrôle de la SER. La plage de variation de la SER doit permettre la simulation d'un piéton jusqu'à la simulation d'un camion sur toute la plage de distance.

Une hybridation de technologies s'est avérée nécessaire afin de répondre aux spécifications visées, notamment en termes de coût et de dimensions. Trois technologies ont été retenues pour couvrir l'ensemble de la plage de retard visée : LTCC, optique et SAW. Des blocs retards de test ont été réalisés et validés pour chaque technologie [ACTI11], associés à des techniques d'égalisation développées spécifiquement [ACTI12]. Au final, l'étude du facteur de bruit de l'ensemble a mis en exergue les limitations des filtres SAW dans le cas de la chaîne complète. Un prototype complet « éclaté » a pu être réalisé et actuellement cette ligne à retard programmable a été retravaillée et équipe l'ensemble des chaînes de production et de test d'Autocruise TRW.

[E] Transmission sans-fil en mode Full-Duplex :

Depuis 2016, le spectre de mes activités de recherche s'est élargi vers le développement de techniques Full-Duplex (FD ou In-Band Full-Duplex IBFD) dédiées aux communications sans-fil en se concentrant sur le front-end RF (partie antennaire, réseau de distribution et gestion de la phase) en partenariat avec l'ENSTA-Bretagne, puis en 2017 avec le CNES et l'entreprise Syrlinks et depuis 2019 en lien avec la chaire CyberIoT. Les activités avec le CNES et Syrlinks ont ciblé le développement de la partie antennaire pour mettre en œuvre une liaison Full-Duplex entre nano-satellites et le savoir-faire acquis dans ce cadre a permis d'initier des travaux plus approfondis avec la DGA (AID) pour la réalisation d'une antenne phasée reconfigurable à fort gain dans un contexte de communications satellitaires en bande Ka (**projet APCUSKA**), mais sans full-duplex dans un premier temps. Deux projets distincts viennent respectivement d'être acceptés (projet **SITAR** pour applications civiles et **TARISSA** dans un contexte défense) pour tenter d'associer dépointage de faisceau et full-duplex en bande Ka et Ku.

Notre activité porte majoritairement sur l'annulation de la SI (Self-Interference ou Auto-Interférence) sur la partie antennaire. Sur cette thématique, plusieurs axes de recherche ont été explorés et des études sont toujours en cours :

[E].1 : Non-Foster Circuits Applied to Compact Full-Duplex Systems

Le contexte de la thèse de **Saadou Al Mokdad** [TH5] porte sur l'utilisation de système de type Full-Duplex (FD) pour des dispositifs particulièrement compacts tels que des objets connectés (IoT) où les contraintes de cette mise en œuvre sont particulièrement exacerbées par la distance très faible entre les antennes TX et RX et par le besoin d'utiliser des antennes compactes. La première partie de la thèse a porté sur l'étude d'un déphaseur 180° ou inverseur à base de composants non-Foster [ACTI7] (selfs et capacités négatives pouvant notamment être générées par des circuits à temps de propagation de groupe négatif). Cet inverseur est accordable autour de 180° pour permettre de compenser les éventuelles asymétries du front-end ou d'ajuster la phase en fonction de l'environnement du système. La 2nde partie a eu pour objectif d'utiliser ce déphaseur/inverseur pour obtenir une isolation entre antenne, d'utiliser directement les composants non-Foster pour rendre plus compacte les antennes puis d'isoler celle-ci entre-elles (système à 2 antennes) par des composants non-Foster. De plus, le doctorant a proposé une approche innovante pour optimiser l'utilisation

de composants non-Foster et qui se distingue des méthodes existantes par la prise en compte de l'efficacité de l'ensemble du système (Antenne+non-Foster+adaptation) [ACL3].

[E].2 : Liaison satellite par technique Full-Duplex

La thèse d'**Allan Pen** [TH7] s'inscrit également dans l'étude d'un front-end RF Full-Duplex mais dans un contexte de liaison ISL (Inter-Satellite Link) entre nano-satellite, cofinancée par le CNES et l'entreprise Syrlinks qui fabrique des nano-satellites. Le principal verrou scientifique porte sur la distance très élevée entre satellites et qui nécessite de fait un niveau d'isolation (SIC : Self-Interference Cancellation ou inter-port isolation) entre la partie RX et TX bien plus important (60 dB minimum pour la partie RF/antennaire) que pour des liaisons faibles distances (WIFI) expérimentées précédemment en FD. En effet, les solutions proposées précédemment (projets STAR, MIDU, ...) n'obtiennent qu'entre 40-60 dB de SIC grâce à l'étage antennaire et de plus ne permettent pas d'émettre et recevoir de manière directive dans la même direction de pointage. Notre étude a d'abord permis d'identifier [ACT13][ACTN9] la technique la plus pertinente pour ce contexte, puis de développer une solution réaliste [ACT11] pour concevoir un étage antennaire FD compatible avec une intégration dans un nanosatellite de type cubesat 1U ou 3U.

[E].3 : Front-end RF Full-Duplex ultra-large-bande ou multi-standards

Les topologies actuelles de FD ou IBFD agissant sur l'étage antennaire sont à bande étroite. La thèse d'**Hadi Hijazi** [TH6] a permis de développer spécifiquement des dispositifs RF ultra-large-bande (4-40GHz et 2-20 GHz) passifs (Baluns 180°, power divider) [ACL2][ACT14][ACTN5] qui sont parmi les blocs essentiels au développement d'un front-end full-duplex large-bande. Ces composants mettent en œuvre des transitions microruban-ligne à fente-microruban optimisées pour obtenir une telle largeur de bande. Ces mêmes transitions sont mises en œuvre pour alimenter des antennes Vivaldi directives. Ce front-end à 4 Antennes (2TX et 2RX), de par sa très grande largeur de bande, peut être utilisé comme système multistandard, pour de la radio-cognitive ou pour la transmission par faisceau hertzien à très haut débit (IAB : Integrated Access Backhaul en 5G). Un premier prototype a d'abord été réalisé à partir de PCBs classiques [ACL2], puis une seconde version a été fabriquée par impression 3D métallisée [ACL1][ACTN1] et de nombreuses autres configurations ont été conçues et validées en simulation ou expérimentalement pour obtenir des résultats de référence dans le domaine des étages antennaires ULB en IBFD [ACL2][ACL1][ACTN1].

Cette liste des thématiques abordées n'est pas exhaustive car j'ai également travaillé sur les sujets suivants :

[F] Etude et simulation par approche quantique des mécanismes de conduction dans des hétérostructures $\text{SiO}_2/\text{TiO}_2$ pour les nanotransistors en collaboration avec l'IEMN de Lille [ACL13][ACT126].

[G] Synthèse et design de structures hyperfréquences périodiques et non-uniformes pour des applications au filtrage (pour la réjection d'harmoniques notamment) et pour le contrôle de TPG et de la dispersion[ACTN17]. Dans cette thématique, nous avons élaboré un nouveau formalisme permettant l'optimisation de lignes de transmission simples et couplées de forme quelconque appliquées initialement aux filtres passe-bas et passe-bande. Une interface avec le logiciel ADS a été développée [ACL14][ACL15][ACL16], [ACT125] pour y générer et optimiser ces structures.

c. Encadrements

- PEDR obtenue en 2021

c.1 Thèses co-encadrées

- [TH1] **Blaise Ravelo** (2005-2008) : "Dispositifs actifs à temps de propagation de groupe négatif : théorie, validations expérimentales et applications"
 Directeur de thèse : André Pérennec (50%), co-encadrant : **Marc Le Roy** (50%)
 Financement : bourse CDE + monitorat+ 1 an d'ATER
 Thèse soutenue en décembre 2008 à l'UBO (mention très honorable avec Félicitations du jury)
 Emploi actuel : Professeur d'Université (ESIGELEC puis Nanjing University, China)
- [TH2] **Fabien Arzur** (2014-2017) : "Développement de simulateur de cible pour RADAR automobile à 77 GHz"
 Directeur de Thèse : Gérard Tanné (50%), Co-encadrants : **Marc Le Roy** (40%**), André Pérennec (10%)
 Financement CIFRE, société Autocruise TRW Technopôle Plouzané-Brest, début en Nov. 2014
 Thèse soutenue le 27 octobre 2017 (mention très honorable)
 Emploi actuel : Ingénieur CDI à ZF-TRW Autocruise Brest, puis Thales DMS Brest depuis 2019
- [TH3] **Zahra Katbay** (déc 2014-2018) : "Développement d'antennes pour la détection de tumeurs cancéreuses"
 Directeur de Thèse : André Pérennec (20%), Co-encadrants : Rafaat Lababidi (40%) Lab-STICC Ensta-Bretagne et **Marc Le Roy** (40%**)
 Thèse soutenue le 11 juillet 2018 (mention très honorable), en co-tutelle avec l'Université Libanaise (Beyrouth), financement 100% ED libanaise
 Emploi actuel : post-doctorat à l'université de l'état du Wayne, direction du Pr. M. Ismail Elnaggar
- [TH4] **Mohammad Sadiq** (jan. 2017-déc 2019) : " Dispositifs électroniques RF reconfigurables ultra rapides à base de dioxyde de vanadium (VO₂)"
 Directeur de thèse : Gérard Tanné (50 %), co-encadrants : **Marc Le Roy** (40 %), André Pérennec (10 %)
 Financement ANR MUFRED
 Thèse soutenue le 19 décembre 2019 à l'UBO.
 Emploi actuel : post-doctorat à l'UBO sur le projet DGA Rapid « DRUIDE », puis Radio Frequency Design Engineer at Thales Alenia Space Toulouse
- [TH5] **Saadou Al Mokdad** (jan. 2017- jan. 2020) : "Non-Foster Circuits Applied to Compact Full-duplex Systems "
 Directeur de thèse : André Pérennec (20 %), co-encadrants : **Marc Le Roy** (50 %**), Raafat Lababidi (20%), Denis Le jeune (10%)
 Thèse en co-tutelle avec l'Université Libanaise (Beyrouth), financement : 50% CDE, 50% Liban, soutenue le 28 janvier 2020 à l'UBO (mention très honorable avec félicitations du jury à l'EDST du Liban). Emploi actuel : post-doctorant au CEA

- [TH6] **Hadi Hijazi (Mars 2018 – mai 2021)** : "Ultra-Wideband Antenna Systems for In-Band Full-Duplex Applications"
 Directeur de thèse : André Pérennec (20 %), co-encadrants : **Marc Le Roy (40 %**)**, Raafat Lababidi (30 %), Denis Le jeune (10%)
 Financement 50% ARED, 40% ENSTA-Bretagne, 10 % UBO, soutenue le 20 mai 2021 à l'ENSTA-Bretagne.
 Emploi actuel : post-doctorat au Lab-STICC à l'ENSTA-Bretagne/UBO depuis le 01/06/2021 sur le projet AID APCUSKA
- [TH7] **Allan Pen (Oct. 2017 – juin. 2021)** : "Topologie Antennaire pour Liaison Full-Duplex Inter-NanoSat"
 Directeur de thèse : André Pérennec (30 %), co-encadrants : **Marc Le Roy (40 %**)**, Raafat Lababidi (20%), Denis Le jeune (10%), Jean-Luc Issler (CNES)
 Financement 50% CNES et 50% Syrlinks, thèse soutenue le 24 juin 2021.
 Emploi actuel : ré-orientation professionnelle

**** Pour ces thèses, mon encadrement effectif a été ou est supérieur à 50%.**

c.2 Thèses en cours

- [TH8] **Clément DEMESLAY (Oct. 2020 – Sept. 2023)** : "Brouillage intelligent pour la sécurisation et la régulation des transmissions : 5G & Beyond, IoT et spatiales"
 Directeur de thèse : Gilles Burel (25%), co-directeur : Roland Gautier (45%), co-encadrant : **Marc Le Roy (30%)**
 Financement 50% CDE, 50% PEC
- [TH9] **Christina ALHACHEM (Nov. 2022 –Oct. 2025)** : " Systèmes antennaires Full-Duplex multi-fonctions à dépointage de faisceau indépendant des parties émission et réception »
 Directeur de thèse : André Pérennec (20%), co-encadrants : **Marc Le Roy (40%)**, Raafat Lababidi (20%), Roland Gautier (20%)
 Financement 50% ARED, 50% CDE

c.3 Post-Doctorants et contractuels

- [PD1] **Khaled Khoder (01/03/2012-28/02/2013)** : "Réalizations de déphaseurs pour applications multimédia"
 Post-Doctorant, financement CD 29. Encadrement : **Marc Le Roy (50%)**, André Pérennec (50%)
 Situation actuelle : enseignant-chercheur à l'Université Libanaise
- [PD2] **Marcos L. Carneiro (01/03/2015-28/02/2016)** : "Déphaseur compact passe-tout large-bande basé sur des lignes couplées à ondes lentes en CMOS 65nm à 28GHz "
 Post-Doctorant, financement CD 29 et partenariat avec le CEA LETI et l'IMEP LAHC de Grenoble pour la réalisation des circuits intégrés
 Encadrement : **Marc Le Roy (70%)**, André Pérennec (30%)
 Situation actuelle : enseignant-chercheur à l'Université pontificale catholique de Goiás (Brésil)

- [PD3] **Mohammad Sadiq** (jan. 2020-jan 2021) : " DRUIDE : Déphaseurs Reconfigurables Ultra RapIDEs"
 Post-Doctorant, financement DGA RAPID « DRUIDE »
 Encadrement : Gérard Tanné (30%), **Marc Le Roy (40%)**, André Pérennec (30%)
 Situation actuelle : ingénieur R&D en antennes (domaine spatial) chez Thalès Alenia Space
- [PD4] **Phi Long DOAN** (jan. 2021-jan 2022) : " DRUIDE : Déphaseurs Reconfigurables Ultra RapIDEs"
 Post-Doctorant, financement DGA RAPID « DRUIDE »
 Encadrement : Gérard Tanné (30%), **Marc Le Roy (40%)**, André Pérennec (30%)
 Situation actuelle : ingénieur R&D chez Te-OX
- [PD5] **Mahmoud NAAMANI** (jan. 2021-mai 2021) : " APCUSKA : Antenne Phasée CUbeSat bande Ka"
 Ingénieur recherche sous contrat, financement AID (DGA) « projet école »,
 Encadrement : Raafat Lababidi (40%), **Marc Le Roy (40%)**, André Pérennec (10%), Denis Le jeune (10%)
- [PD6] **Hadi HIJAZI (juil. 2021-mai 2023)** : " APCUSKA : Antenne Phasée CUbeSat bande Ka"
 Post-Doctorant, financement AID (DGA) « projet école »
 Encadrement : Raafat Lababidi (40%), **Marc Le Roy (40%)**, André Pérennec (10%), Denis Le jeune (10%)

c.4 Stages de Master Recherche

- [M-1] Yasmina Omier (2001) : " Etude du courant dans des isolants multi-couches pour les structures M.I.S. ultra-minces ", co-encadrée avec E. Lheurette
- [M-2] Yann Clavet (2002) : " Structure à profil d'impédance multipériodique : application au filtrage hyperfréquence", co-encadré avec J.F. Favennec, Y. Boucher, V. Quintard, A. Pérennec
- [M-3] Ismaël Yattoun (2003) : "Modélisation électromagnétique et analyse formelle des pertes dans les lignes de transmission non uniformes", co-encadré avec J.F. Favennec, Y. Boucher, A. Pérennec
- [M-4] Alexandre Manchec (2003) : "Modélisation et simulation de composants pour les systèmes photoniques", co-encadré avec D. Le Berre, A. Pérennec
- [M-5] Blaise Ravelo (2005) : " Etude de filtres hyperfréquences à base de métamatériaux", co-encadré avec Y. Boucher, A. Pérennec
- [M-6] Mohamed Camara (2007) : "Etude et mise en œuvre d'une méthode de réglage rapide de filtres planaires hyperfréquences", co-encadré avec E. Rius, C. Quendo, J.F. Favennec, A. Pérennec
- [M-7] Ali Mostafa (2008) : "Etude de l'intégration de circuits à temps de propagation négatif pour augmenter les performances des circuits numériques", co-encadré avec B. Ravelo, A. Pérennec
- [M-8] James-Josias Mauta (2011) : "Etude d'un déphaseur pur actif à base d'amplificateurs intégrés", co-encadré avec A. Pérennec
- [M-9] Dah Sid Ahmed Lehib (2012) : "Conception d'un déphaseur pur à base de circuit à TPG négatif en technologie distribuée ", co-encadré avec A. Pérennec

- [M-10] Hussein Jaafar (2015) : "Etude et Conception de Dispositifs Actifs Accordable à Temps de Propagation de Groupe Négatif", co-encadré avec R. Lababidi, A. Pérennec
- [M-11] Loïg Menez (2015) : "Déphaseurs hyperfréquences analogiques reconfigurables large-bande ", co-encadré avec A. Pérennec
- [M-12] Muhammad Kamar (2016) : "Investigations on UWB Techniques for Breast Cancer Detection", co-encadré avec R. Lababidi, A. Pérennec
- [M-13] Maryam Al Shami (2016) : " Design of a Tunable Stop-Band Filter for Advanced Communication System", co-encadrée avec R. Lababidi, A. Pérennec
- [M-14] Rafa Al Jamal (2017) : Design of an Active Tunable Phase Shifter for Advanced Communication Systems", co-encadrée avec R. Lababidi, A. Pérennec

Tableau chronologique des encadrements et co-encadrements

1999-2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022	
	Blaise Ravelo																		
								K. Khoder											
										Fabien Arzur									
										M. Carneiro									
										Zahra Katbay									
												M. N. Sadiq							
												Saadou Al Mokdad							
														Allan Pen				Christina AlHachem	
														Hadi Hijazi		C. Demeslay			
																M. Sadi	PL. Doan		
[M-1]-[M-4]	[M-5]		[M-6]	[M-7]				[M-8]	[M-9]			[M-10]-[M-11]	[M-12]-[M-13]	[M-14]				H. Hijazi	H. Hijazi

Légende : Masters Post-doc Doctorant

Tableau de synthèse des encadrements

Thèse	Thèse en cours	Post-Doctorants	Masters
7	2	6	14

c.5 Contrats et projets scientifiques

Les tableaux ci-dessous synthétisent respectivement :

- les appels à projets nationaux et internationaux pour lesquels j'ai été porteur ou membre,
- les demandes de financements de thèse obtenues ,
- les contrats industriels ou de collaboration ayant nécessité la rédaction d'un contrat.

Appel à projets	Titre du projet	Mon rôle	Financement (montant fléché Lab-STICC)	Partenaires	Période
CPER	SP5 PALMYRE II (Plateforme de développement, d'évaluation de systèmes radioélectriques) Matériaux, RF, Antenne	Coordinateur SP5	Investissements		2008-2012
CAPE COFECUB 2016 et 2017	Ultra-low Power Circuits and Systems for Safe Communication between Medical Devices connected to IoTs	Membre / Rédaction	Mobilités permanents et doctorants	UFSC (Brésil)	Projet non-retenu
ANR AAPG	MUFRED : Dispositifs électroniques RF Ultra rapides à commande optique	Membre / encadrement/ suivi de la partie déphaseur (participation à toutes les réunions et à la rédaction du projet) <i>(Porteur IRCER)</i>	1 doctorant + fonctionnement + équipement 156,6k€	XLIM, LMGP, IRCER, Thales TRT, Te-OX, IETR	2017-2021
RAPID (DGA)	DRUIDE : Déphaseurs Reconfigurables Ultra Rapides	Membre / encadrement/ rédaction de la partie déphaseur <i>(Porteur Te-Ox)</i>	Post-doctorant + fonctionnement 150,2 k€	Te-OX C2N	2020-2023
ASTRID (DGA)	DYPSUN : Amélioration de la Dynamique de Photocommutateur par Neutrodynage ULB	Porteur-Coordinateur	Post-doctorant + fonctionnement + équipement 185 k€	LPEM (ESPCI), Thales DMS, ENSTA-Bretagne	2020-2023 (déposé en 03/2019 et 03/2020), non retenu
ASTRID (DGA)	CECILE : Communications sécurisées Exploitant le Corps humain et son environnement proche comme LignE de transmission	Membre (porteur IM2NP)	Post-doctorant + fonctionnement + équipement 108k€	IM2NP, ISM	2020-2023 (déposé 03/2020 et 03/2021) non retenu
Projet Ecole AID Ensta-Bretagne	APCUSKA : Antenne Phasée CUbeSat bande Ka	Encadrement/ rédaction de la proposition	Post-doctorant + fonctionnement + équipement 168 k€		2021-2023 Obtenu en 10/2020
Projet Ecole AID Ensta-Bretagne	TARISSA : Multi-function Independent Transmit and Receive Steerable In-Band Full-duplex System with Shared Antenna Elements	Encadrement/ rédaction de la proposition	Post-doctorant + fonctionnement + équipement 200 k€		2023-2027 Déposé en 06/2022 → accepté en 10/2022

Financement de doctorants (période 2014-2020)	Titre du projet	Mon rôle	Financement (montant fléché Lab-STICC)	Partenaires	Période
Liban	Développement d'antennes pour la détection de tumeurs cancéreuses	Membre / encadrement / Rédaction du sujet	100% Université Libanaise	Université Libanaise, IUT Saïda	2014-2018
Cifre ANRT	Lignes à retard programmables pour radar automobile	Membre / encadrement / Rédaction de la proposition (Porteur Lab-STICC)	1 thèse (70k€) + fonctionnement 35k€	Autocruise ZF TRW	2014-2017
CDE + Liban	Non-Foster Circuits Applied to Compact Full-Duplex Systems	Membre / encadrement / Rédaction de la proposition	50% CDE + 50% Liban	EDST-Liban Beyrouth	2017-2019
Thèse CNES/Syrlinks	Full-Duplex Nanosat : Topologie Antennaire pour Liaison Full-Duplex Inter-NanoSat	Membre / encadrement / Rédaction de la proposition (Porteur Lab-STICC)	CNES + Syrlinks Financement thèse (73k€)	CNES Syrlinks	2017-2020
ARED + ENSTA-B+UBO	Ultra-Wideband Antenna Systems for In-Band Full-Duplex Applications	Membre / encadrement / Rédaction de la proposition	50% ARED + 40% ENSTA + 10% UBO		2018-2021
ARED + CDE UBO	Brouillage intelligent pour la sécurisation et la régulation des transmissions : 5G & Beyond, IoT et spatiales	Membre / co-encadrement	50% CDE + 50% PEC		2020-2023
ARED+CDE	SITAR : Systèmes antennaires Full-Duplex multi-fonctions à dépointage de faisceau indépendant des parties émission et réception	Membre / encadrement / Rédaction de la proposition	50% ARED + 50% CDE		2022-2025

Contrats industriels / contrats collaboration/ autres (période 2014-2022)	Titre du projet	Mon rôle	Financement (montant fléché Lab-STICC)	Partenaires	Période
Projet transverse UBO	AMiMiBio : Antennes miniatures pour imagerie microonde appliquées à la détection tumorale	Porteur du projet	7 k€ (financement BQR)	C.I.C. INSERM C.H.R.U. / EA 3878 GETBO	06/2015-06/2016
Contrat de partenariat	Déphaseur à ondes lentes en CMOS 65nm à 28GHz	Coordinateur scientifique + encadrement	Fabrication de mm ² en CMOS65nm pour la réalisation de déphaseur 70 k€	CEA LETI, IMEP LAHC	2016

Contrat industriel	DepULB180 : Pré-étude d'un déphaseur ultra-large-bande accordable autour de 180	Responsable	Fonctionnement / Prototypes 10,8k€	Thales DMS	01/12/2016 au 31/07/2018
Contrat industriel	DepULB180-v2 : Etude power divider et balun 180° ULB	Responsable	Fonctionnement / Prototypes 15k€	Thales DMS	Début 01/08/2018, durée 26 mois, en cours

c.6 Collaborations

Nationales : IEMN Lille (O. Vanbésien, E. Lheurette), IMEP LAHC / RFIC-Lab Grenoble (P. Ferrari), CEA-LETI (V. Puyal, A. Siligaris), IRCER (F. Dumas-Bouchiat), XLIM (A. Crunteanu), LMGP (J-L. Deschanvres), Thales TRT (M-B. Martin, L. Divay), Thales DMS (J. Chazelas), ESPCI (C. Triponcanseliet), TeOX (G. Garry), IETR (R. Sauleau, E. Fourn), CNES (J-L. Issler), Syrlinks (J-H. Corre), Autocruise TRW (F. Arzur, N. Bordais), IM2NP (Université d'Aix-Marseille, Rémy Vauché), C2N (Pascal Aubert), DGA(AID), ...

Internationales : EDSTL (Ecole Doctorale des sciences et techniques du Liban) - Beyrouth/Saida (S. Sadek), Université Libanaise - Tripoli Liban (K. Khoder), Democritus University of Thrace - Electrical and Computer engineering, Grèce (George A. Kyriacou), USA Wayne State University, Detroit (M. Ismail Elnaggar), ...

c.7 Rayonnement et responsabilités scientifiques

a. Participation à des jurys de thèse et autres

- [JT1] Noham Martin, UBO, 12/2004 : " Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de cristaux liquides : des matériaux aux dispositifs ", examinateur.
- [JT2] Li Zaiqing, Télécom Bretagne, 06/2005 : " Contribution aux techniques de maillages irréguliers dans la méthode TLM : Applications au calcul électromagnétique de structures à détails fins et interfaces non-cartésiens", examinateur.
- [JT3] Yann Clavet, UBO, 11/2006 : "Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", invité.
- [JT4] Blaise Ravelo, UBO, 12/2008 : " Réalisations et applications de dispositifs hyperfréquences à temps de propagation de groupe négatif ", encadrant.
- [JT5] Fabien Arzur, UBO, 10/2018 : "Développement de simulateur de cible pour RADAR automobile à 77 GHz", co-encadrant.
- [JT6] Zahra Katbay, Beyrouth, EDST Liban 07/2018 : "Développement d'antennes pour la détection de tumeurs cancéreuses", co-encadrant.
- [JT7] Mohammad Sadiq, UBO, 12/2019 : " Dispositifs électroniques RF reconfigurables ultra rapides à base de dioxyde de vanadium (VO2)", co-encadrant

- [JT8] Saadou Al Mokdad, UBO, 01/2020 : "Non-Foster Circuits Applied to Compact Full-duplex Systems ", co-encadrant.
- [JT9] Hadi Hijazi, ENSTA-Bretagne, 05/2021 : "Ultra-Wideband Antenna Systems for In-Band Full-Duplex Applications ", co-encadrant.
- [JT10] Allan Pen, ENSTA-Bretagne, 06/2021 : "Topologie Antennaire pour Liaison Full-Duplex Inter-NanoSat", co-encadrant
- [JT11] Ali Mourad, IEMN, Université de Lille, 30/06/2022 : "Codage par métasurfaces pour la manipulation de faisceaux", examinateur.

Membre du CSI de la doctorante Sarah Younes (2019-2023) à l'IETR : "Réseaux d'antennes à reconfiguration ultra-rapide à base de dioxyde de vanadium pour les télécommunications et les applications aéroportées"

b. Réseaux de recherche, invitations dans des universités étrangères :

- Membre du GDR Ondes, Groupe Thématique 4 "Antennes et Circuits": 2 présentations de nos travaux [68]-[69]
- Membre EuMA (European Microwave Association) 2011-2015
- Membre IEEE (depuis 2014)
- 2018 : en relation avec l'encadrement des doctorants libanais en co-tutelle Zahra Katbay et Saadou Al Mokdad ainsi que de stagiaires en M2 recherche, j'ai été invité à l'université de Beyrouth du 9 au 13 juillet 2018 (aide à la mobilité sortante de l'UBO) pour la soutenance de Zahra Katbay et pour présenter le Lab-STICC afin de conforter notre collaboration

c. Organisation de colloques, conférences, journées d'étude

- Co-organisateur (+ présentation d'une conférence, de posters et de démonstrateurs) de la journée JTTA (Journée Technique des Transmissions avancées, 27/11/2009 à Supélec Rennes), dans le cadre du CPER Palmyre II
- Membre du comité local d'organisation du congrès national JNM 2011 (Journées Nationales Microondes 2011), Quartz, 18-20 mai 2011, Brest : co-responsables de la communication (affiches, invitations, posters, signalétiques, proceedings, ...)
- Membre du comité local d'organisation du congrès international « 22nd IEEE Workshop on Signal and Power Integrity (SPI) » 2018, Brest, Quartz, 22-25 mai 2018, Brest : responsable et production des livrets, proceedings, clés USB...
- **Program Chair** et membre du comité local d'organisation du congrès international « 23rd IEEE Workshop on Signal and Power Integrity (SPI) » 2019, Chambéry, 18-21 juin 2019, responsable et production des livrets, proceedings, clés USB, ...

d. Expertises scientifiques, comités, relectures d'articles et de conférences

- Expertise de dossiers pour l'Appel à Projets 2017 de la Région Nouvelle-Aquitaine
- TPC of IEEE ICECS, 2014, Marseille
- Membre du comité scientifique de « 7th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT 2016) », Hammamet - Tunisia
- TPC of IEEE International NEWCAS Conference 2014 Trois-Rivières Canada, NEWCAS Conference 2019 Munich, NEWCAS 2020 Montréal
- TPC of IEEE SENSET2017 (2017 International Conference on Sensors, Networks, Smart and Emerging Technologies), 2017, Beyrouth, Liban
- **Program Chair du 23rd IEEE Workshop on Signal and Power Integrity (SPI) » 2019, Chambéry, 18-21 juin 2019 : gestion/répartition des papiers soumis, reviewing de papiers.**
- **Reviewer régulier pour :**
 - revue Proceedings of the European Microwave Association,
 - congrès European Microwave Conference 2006 (EuMC)
 - revue IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.
 - revue IEEE Mic. Wireless Comp. Letters
 - revue IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs
 - revue Journal of Electromagnetic Waves and Applications (JEMWA)
 - Progress in Electromagnetic Research (PIER)
 - revue International Journal of Electronics
 - IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, TCPMT, édition spéciale suite à SPI 2018
 - revue IET Microwaves, Antennas and Propagation
- Présidence (Chairman) des sessions « Measurements and characterization » à IEEE SPI 2018 et SPI 2019
- Membre de la chaire IBNM (Institut Brestois du Numérique et des Mathématiques) intitulée « CyberIoT » (Sécurité de la couche physique – un enjeu indispensable pour la démocratisation de l'Internet des Objets) initiée en 09/2018. Cette chaire pilotée par R. Gautier (Lab-STICC UBO, T2I3, SI3) vise à apporter de manière conjointe des solutions pratiques et novatrices aux principaux problèmes de sécurité des transmissions, très peu traités actuellement au niveau de la couche physique

e. Responsabilités collectives

- Membre étudiant élu au Conseil Scientifique de l'UBO de 1996 à 1998
- Membre suppléant élu à la commission de spécialiste en 2007 (commission n'ayant jamais siégé)
- Membre du Comité de Sélection 2010 pour le recrutement des ATER au département GEII

- Membre du Comité de Sélection 2011 en 61ème section (UFR sciences UBO)
- Membre élu au conseil de laboratoire du LEST (2006-2008) puis au **conseil de laboratoire du Lab-STICC de 03/2009 à 01/2017**
- Membre du comité local de fonctionnement (CLF) du Lab-STICC pour l'établissement UBO (le Lab-STICC compte 5 établissements) de 03/2009 à 01/2017
- **Membre élu à la commission recherche (CR)** de l'UBO depuis 03/2016, au **CAC** (Conseil académique) et au **CACR** (Conseil académique restreint qui étudie notamment les dossiers d'avancement, de reclassement et de recrutement (CS) des enseignants-chercheurs de l'UBO)
- **Membre MCF élu au conseil d'institut de l'IUT de Brest-Morlaix depuis 04/2021**
- Membre du comité de sélection MCF63 IUT GEII / Lab-STICC en 2022

f. Références

COS : Chapitres d'ouvrages scientifiques internationaux

- [COS1] B. Ravelo, **M. Le Roy**, A. Pérennec, " A New Technique of Interconnect Effects Equalization by Using Negative Group Delay Active Circuits ", Chapitre 20, pp. 409-434 paru dans "VLSI"; INTECH Editor (www.intechweb.org), ISBN 978-953-307-049-0, mars 2010.
- [COS2] B. Ravelo, **M. Le Roy**, A. Pérennec, " Study and Applications of Microwave Active Circuits with Negative Group Delay ", Chapitre 21, pp. 415-440, dans "Microwave and Millimeter Wave Technologies : Modern UWB antennas and equipment"; INTECH Editor (www.intechweb.org), ISBN 978-953-7619-67-1, février 2010.

ACL : Articles dans des revues internationales avec comité de lecture

- [ACL1] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, "Ultra-Wideband 3D-Printed Vivaldi Antenna Array for In-Band Full-Duplex Applications", soumis à Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Springer.
- [ACL2] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, "Ultra-Wideband Antenna System for In-Band Full-Duplex Applications," IET Microwaves, Antennas and Propagation, nov 2021, pp.1853-1865.
- [ACL3] S. Al Mokdad, R. Lababidi, **M. Le Roy**, S. Sadek, A. Perennec and D. Le Jeune, " Methodology for Broadband Matching of Electrically Small Antenna using combined Non-Foster and Passive Networks," submitted in "Analog Integrated Circuits and Signal Processing (springer), déc 2019.
- [ACL4] R. Lababidi, M. A. Shami, **M. Le Roy**, D. Le Jeune, K. Khoder, A. Pérennec, « Tunable Channelized Bandstop Passive Filter Using Reconfigurable Phase Shifter », IET Microw. Antennas Propag., Volume 13, Issue 5, p. 591 – 596, April 2019,
- [ACL5] P. I. Bantavis, C. I. Kolitsidas, T. Empliouk, **M. Le Roy**, B. L. G. Jonsson, et G. A. Kyriacou, « A Cost-Effective Wideband Switched Beam Antenna System for a Small Cell Base Station », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 66, no 12, p. 6851-6861, déc. 2018.
- [ACL6] Z. Katbay, S. Sadek, **M. Le Roy**, A. Perennec, and R. Lababidi, « From narrow-band to ultra-wide-band microwave sensors in direct skin contact for breast cancer detection », Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2018, vol. 96, no 2, p. 221-234, 2018.
- [ACL7] Khoder, A. Pérennec and **M. Le Roy**, « A 180 Tunable analog phase shifter based on a single all-pass unit cell», Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, pp. 2915-2918, 2013.
- [ACL8] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, « Synthesis of frequency-independent phase shifters using negative group delay active circuit », International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering Volume 21, Issue 1, January 2011, pp. 17-24
- [ACL9] B. Ravelo, **M. Le Roy**, A. Pérennec, « Application of negative group delay active circuits to the design of broadband and constant phase shifters », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, No. 12, December 2008, pp.3078-3080.

- [ACL10] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, « Negative group delay active topologies respectively dedicated to microwave frequencies and baseband signals », EuMA, Proceedings of the European Microwave Association, Vol. 4, Jun. 2008, pp. 124-130.
- [ACL11] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, and Y.G. Boucher, « Active Microwave Circuit with Negative Group Delay », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, issue 12, Dec. 2007, pp. 861-863.
- [ACL12] **M. Le Roy**, and A. Pérennec, « Spurious responses suppression of parallel Coupled-Lines Microstrip Bandpass Filters: comparison and improvements of planar approaches », International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering , Special Issue on RF and Microwave Filters, vol. 17, n° 1, pp. 104-109, Jan. 2007.
- [ACL13] **M. Le Roy**, E. Lheurette, O. Vanbesien, D. Lippens, « Wave-mechanical calculations of leakage current through stacked dielectrics for nanotransistor metal-oxide-semiconductor design », Journal of applied physics, Vol 5, pp. 2966-2971, 2003.
- [ACL14] **M. Le Roy**, A. Pérennec, S. Toutain, and L.C. Calvez, « Continuously varying coupled transmission lines applied to design band-pass filters », International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 12, no. 3, pp 288, 295, Mars 2002.
- [ACL15] **M. Le Roy**, A. Pérennec, S. Toutain, and L. C. Calvez, « The continuously varying transmission-line technique-application to filter design, » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, pp. 1680-1687, 1999.
- [ACL16] D. Le Berre, A. Pérennec, **M. Le Roy**, S. Toutain, « Time-analysis method for the design of laser command circuit », Electronics Letters, vol. 33, No. 2, pp 143-144, 16 Jan. 1997.

ACTI : Communications avec actes dans un congrès international avec comité de lecture

- [ACTI1] H. Hijazi, A. Pen, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Perennec, J.L. Issler, K. Elis, A. Gay, J.H. Corre, "Circularly Polarized In-Band Full-Duplex Antenna Array for Ka-Band Inter-CubeSat Links," 20th IEEE NEWCAS Conference, 2022, pp. 80-83, Quebec, Canada.
- [ACTI2] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, "Wideband Dual-Polarized Full-Duplex Antenna Array", 2021 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2021, pp. 289-294 (**Invited paper in special session "Full-duplex communications for 5G & Beyond and IoT applications"**)
- [ACTI3] A. Pen, M. Le Roy, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Perennec, J.L. Issler, K. Elis, A. Gay, J.H. Corre, "Broadside Full-Duplex Antenna Topologies for Nanosat Intersatellite Link," IEEE NEWCAS 16-19/06/2020, Montréal, Canada.
- [ACTI4] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, "4-40 GHz In-Phase/180° Out-of-Phase Power Dividers with Enhanced Isolation", 14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2020, Copenhagen, Denmark, March 15-20, 2020.
- [ACTI5] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque, G. Tanné, "Design and Characterisation of VO₂ Based Switches for Ultra-Fast Reconfigurable Devices," IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes (IMWS-AMP), 16-18/07/2019.
- [ACTI6] M. L. Carneiro, **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, P. Ferrari, J.L. Alvarez, V. Puyal, « Compact Analog All-Pass Phase-Shifter in CMOS65nm for 24/28 GHz on-Chip- and in-Package Phased-Array Antenna », IEEE 23rd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Chambéry, juin 2019,
- [ACTI7] S. Al Mokdad, R. Lababidi, **M. Le Roy**, S. Sadek, A. Perennec and D. Le Jeune, "Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster circuit," 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Bordeaux, pp. 449-452, Dec. 2018.
- [ACTI8] Z. Katbay, **M. Le Roy**, C. Olleik, A. Perennec, S. Sadek and R. Lababidi, "Bi-Static Time Domain Study for Microwave Breast Imaging," 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Istanbul, pp. 411-414, 2018.
- [ACTI9] **M. Le Roy**, P. Bantavis, A. Pérennec, R. Lababidi and D. Le Jeune, "Multilayer Miniaturized Wideband Electromagnetic Band-Gaps for Wideband Full-Duplex Transceiver," 48th European Microwave Conference (EuMC), Madrid, pp. 636-639, 2018,
- [ACTI10] P. Bantavis, **M. Le Roy**, A. Perennec, R. Lababidi and D. Le jeune, "Miniaturized wide- and dual-band multilayer electromagnetic bandgap for antenna isolation and on-package/PCB noise suppression," IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Brest, pp. 1-4, 2018,
- [ACTI11] F. Arzur, **M. Le Roy**, A. Pérennec, G. Tanné and N. Bordais, "Hybrid architecture of a compact, low-cost and gain compensated delay line switchable from 1 m to 250 m for automotive radar target simulator," EuMW, European Radar Conference (EURAD), Nuremberg, pp. 239-242, 2017.

- [ACTI12] F. Arzur, **M. Le Roy**, A. Pérennec, G. Tanné and N. Bordais, "Small-size and low-cost wideband 800 MHz delay line tunable from 1.3 ns to 1.67 μ s for automotive radar sensor," IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Nagoya, pp. 13-16, 2017.
- [ACTI13] Z. Katbay, S. Sadek, **M. Le Roy**, R. Lababidi, A. Perennec and P. F. Dupré, "Microstrip back-cavity Hilbert Fractal Antenna for experimental detection of breast tumors," IEEE Middle East Conference on Antennas and Propagation (MECAP), Beirut, pp. 1-4, 2016.
- [ACTI14] Z. Katbay, S. Al Mokdad, S. Sadek, **M. Le Roy**, R. Lababidi and A. Perennec, "A UWB antenna in direct breast contact for cancer detection," Sensors Networks Smart and Emerging Technologies (IEEE SENSET), Beirut, 2017, pp. 1-4.
- [ACTI15] R. Lababidi, **M. Le Roy**, D. Le Jeune, A. Perennec, R. Vauche, S. Bourdel and J. Gaubert, "Compact Highly Selective Passive Notch filter for 3.1-5 GHz UWB Receiver System", ICECS2015, Cairo, Egypt, 2015.
- [ACTI16] Z. Katbay, S. Sadek, R. Lababidi, A. Perennec, and **M. Le Roy**, "Miniature Antenna for Breast Tumor Detection," NEWCAS 2015, Grenoble, France, 2015.
- [ACTI17] K. Khoder, **M. Le Roy**, A. Pérennec "An all-pass topology to design a 0-360° continuous phase shifter with low insertion loss and constant differential phase shift", EuMW, EuMC2014, Rome, pp. 1556-1559, 2014.
- [ACTI18] B. Ravelo, **M. Le Roy**, A. Pérennec, "Frequency-Independent Active Phase Shifters for UWB applications", 40th European Microwave Conference, 28-30 Sept. 2010, Paris.
- [ACTI19] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Experimental validation of the RC-interconnect effect equalization with negative group delay active circuit in planar hybrid technology", 13th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI'09), May 2009, Strasbourg (France).
- [ACTI20] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Application of negative group delay active circuits to reduce the 50% propagation Delay of RC-line model", 12th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI'08), May 2008, Avignon (France).
- [ACTI21] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Broadband Balun Using Active Negative Group Delay Circuit", 37th European Microwave Conference, Munich, Oct. 2007.
- [ACTI22] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Synthesis of Broadband Negative Group Delay Active Circuits", IEEE International Microwave Symposium, Honolulu (Hawaii), pp. 2177-2180 June 2007.
- [ACTI23] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Equalization of Interconnect Propagation Delay with Negative Group Delay Active Circuits", 11th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI'07), May 2007, Genova (Italy).
- [ACTI24] N. Martin, P. Laurent, Ch. Person, **M. Le Roy**, A. Pérennec, Ph. Gelin, F. Huret, "Influence of design liquid crystal-based devices on the agility capability", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long Beach, Juin 2005.
- [ACTI25] **M. Le Roy**, A. Pérennec, "Novel circuit models of arbitrary-shape line: Application to parallel coupled microstrip filters with suppression of multi-harmonic responses", European Microwave Conference, Paris, France, 2005.
- [ACTI26] **M. Le Roy**, E. Lheurette, A. Pérennec, "Pulse Compression with Superluminal Group Velocity in 1-D Photonic Bandgap Coplanar Waveguide", 34th European Microwave Conference, pp.12-14, Amsterdam, Oct. 2004.
- [ACTI27] É. Lheurette, **M. Le Roy**, O. Vanbésien and D. Lippens, "Quantum calculation of leakage current in stacked gate dielectrics for nano-MOS structures", 14th Workshop on Modelling and Simulation of Electron.Devices, Barcelona, Spain. Oct. 16-17, 2003.
- [ACTI28] C. Quendo, J.Ph Coupez, C. Person, E. Rius, **M. Le Roy** & S. Toutain, "Band-pass filters with self-filtering resonators: a solution to control spurious resonances", IEEE MTT-Symposium WE3C-3, Anaheim, juin 1999.
- [ACTI29] **M. Le Roy**, A. Perennec, S. Toutain, L.C. Calvez, "A new design of microwave filters by using continuously varying transmission lines", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.639-642, Denver 1997.

ACTN : Communications avec actes dans un congrès national avec comité de lecture

- [ACTN1] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, " Réseau d'antennes Vivaldi en impression 3D métallisée Ultra-Large-Bande pour applications In-Band Full-duplex", 22^{èmes} Journées Nationales Microondes, juin 2022, Limoges
- [ACTN2] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, " Réseau d'antennes In-Band Full-Duplex Ultra-Large-Bande à double polarisation", 22^{èmes} Journées Nationales Microondes, juin 2022, Limoges
- [ACTN3] P.L. Doan, **M. Le Roy**, A Pérennec, G Tanné, O Ishchenko, R Noumi, " Déphaseur RTPS numérique 2 bits en bande X à activation optique ultra-rapide à partir de commutateurs à base de VO₂, 22^{èmes} Journées Nationales Microondes, juin 2022, Limoges

- [ACTN4] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque, G. Tanné, "Caractérisations RF et optique de commutateurs hyperfréquences ultra-rapides à base de VO₂", Communication orale aux 16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Toulouse, 30 mars – 1er avril 2020.
- [ACTN5] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, « Diviseur de Puissance Compact Ultra-Large-Bande 3-40 GHz », 21^{èmes} Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2019 – Caen.
- [ACTN6] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque, G. Tanné, « Conception et caractérisation de commutateurs à base de VO₂ pour dispositifs reconfigurables », 21^{èmes} Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2019 – Caen.
- [ACTN7] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Pérennec, N. Martin, P. Laurent, A. Crunteanu, G. Tanné, « Déphaseurs numériques à base de VO₂ pour réseaux phasés », 21^{èmes} Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2019 – Caen.
- [ACTN8] S. Al Mokdad, R. Lababidi, **M. Le Roy**, S. Sadek, A. Perennec and D. Le Jeune, "Inverseur actif accordable large-bande à base de composants Non-Foster améliorés", 21^{èmes} Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2019 – Caen.
- [ACTN9] A. Pen, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Perennec, J.L. Issler, K. Elis, A. Gay, J.H. Corre, « Etude comparative des différentes techniques d'annulation de l'auto-interférence au niveau RF/antennaire pour application Full-Duplex », 21^{èmes} Journées Nationales Microondes 14-17 mai 2019 – Caen.
- [ACTN10] M. L. Carneiro, **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, P. Ferrari, J.L. Alvarez, V. Puyal, « Déphaseur compact passe-tout large-bande basé sur des lignes couplées à ondes lentes en CMOS 65nm à 28GHz », 20^{èmes} Journées Nationales Microondes 2017, Saint-Malo, mai 2017.
- [ACTN11] F. Arzur, **M. Le Roy**, A. Pérennec, G. Tanné, N. Bordais, « Ligne à retard large-bande, compacte et réglable de 6, 67 ns à 1, 67 μ s pour simulateur de cibles pour radar automobile 77 GHz », 20^{èmes} Journées Nationales Microondes 2017, Saint-Malo, mai 2017.
- [ACTN12] Z. Katbay, S. Sadek, **M. Le Roy**, R. Lababidi, A. Pérennec, P. Dupré, « Antenne compacte pour la détection de tumeurs cancéreuses du sein », 20^{èmes} Journées Nationales Microondes 2017, Saint-Malo, mai 2017.
- [ACTN13] Z. Katbay, S. Al Mokdad, M. Le Roy, R. Lababidi, S. Sadek, A. Pérennec. « Antenne Ultra-Large-Bande en contact direct avec le sein pour la détection de tumeurs cancéreuses », 20^{èmes} J20^{èmes} Journées Nationales Microondes 2017, Saint-Malo, mai 2017.
- [ACTN14] K. Khoder, **M. Le Roy**, R. Lababidi, A. Perennec, "Déphaseur 360° compact large-bande", 19^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, Bordeaux, France, Juin 3-5, 2015.
- [ACTN15] K. Khoder, **M. Le Roy**, A. Pérennec, "Nouveau déphaseur variable analogique large-bande", Journées Nationales Microondes, 15-17 Mai 2013 - Paris, France, 2013.
- [ACTN16] **M. Le Roy**, B. Ravelo, A. Pérennec, "Déphaseur pur UWB", Journées Nationales Microondes, Mai, Brest, France, 2011.
- [ACTN17] **M. Le Roy**, A. Pérennec, "Contrôle de dispersion et de TPG en UWB à partir de structure microruban périodique non-uniforme", Journées Nationales Microondes, Mai, Brest, France, 2011.
- [ACTN18] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Nouvelle technique de compensation des dégradations introduites par des lignes d'interconnexions", 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009
- [ACTN19] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, "Déphaseur actif large bande à phase indépendante de la fréquence", 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009.
- [ACTN20] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, "Balun 90° large bande à base de circuit actif à temps de propagation de groupe négatif", 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009.
- [ACTN21] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Synthèse et réalisation de circuits actifs à temps de propagation de groupe négatif", Journées Nationales Microondes, Toulouse, Mai 2007.
- [ACTN22] N. Martin, P. Laurent, **M. Le Roy**, A. Pérennec, J.F. Bernigaud, Ph. Gelin, et F. Huret, "Influence du choix du cristal liquide dans les dispositifs agiles en fréquence", 9^{èmes} Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux (JCMM), Saint Etienne, 29-31 2006.
- [ACTN23] N. Martin, P. Laurent, Ch. Person, **M. Le Roy**, A. Pérennec, Ph. Gelin and F. Huret, "Déphaseurs agiles en fréquence à base de cristaux liquides: influence de la topologie", Journées Nationales Microondes, Nantes 2005.
- [ACTN24] **M. Le Roy**, and A. Pérennec, "Modèles Circuits de Lignes de Formes Arbitraires : Application aux Filtres Microruban à Lignes Couplées avec Réjection des Premiers Harmoniques Parasites", Journées Nationales Micro-ondes, Nantes 2005.

- [ACTN25] **M. Le Roy**, E. Lheurette, Y. Clavet, A. Pérennec, "Compression d'impulsion et vitesse de groupe superluminale dans une structure photonique 1-D ", 13èmes JNM, 21-23 Mai 2003, Lille, 2003.
- [ACTN26] **M. Le Roy**, E. Lheurette, O. Vanbésien, and D. Lippens, " Approche quantique des mécanismes de conduction dans l'hétérostructure SiO₂/TiO₂ pour les nanotransistors MOS ", JNMO (9ème Journées Nationales de Microélectronique et Optoélectronique), session B2, Saint Aygulf, oct. 2002.
- [ACTN27] **M. Le Roy**, A. Pérennec, S. Toutain & L. C. Calvez, " Lignes couplées à variation continue d'impédance appliquées aux filtres passe-bande", Journées Nationales Micro-ondes (JNM), n° 5C4, Arcachon, mai 1999.
- [ACTN28] **M. Le Roy**, A. Pérennec, D. Le Berre, S. Toutain & L. C. Calvez, " Analyse et optimisation de lignes de transmission non-uniformes : application au filtrage hyperfréquences ", RTCLF (Réunion des Théoriciens des Circuits de Langue Française) pp. 15-16, octobre 1998.
- [ACTN29] **M. Le Roy**, A. Pérennec, D. Le Berre, S. Toutain, and L.C. Calvez, " Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d'impédance : application au filtrage", 10èmes Journées Nationales Microondes, St Malo, pp. 118-119, Mai 1997.
- [ACTN30] D. Le Berre, A. Pérennec, A.N. Olomo, **M. Le Roy**, N. Julien, S. Toutain & R. Lefevre, " Conception de circuit de commande LASER pour transmission numérique à très haut débit", Journées Nationales Micro-ondes (JNM), 6D11, Paris CNAM, avril 1995.

COM : Communications sans actes dans un congrès international ou national

- [COM1] K. Khoder, **M. Le Roy**, A Pérennec, " Nouvelle topologie de déphaseurs analogiques agiles large bande", GDR ondes, Phelma/MINATEC Grenoble, Grenoble, France, pp.17-18 janvier 2013.
- [COM2] B. Ravelo, **M. Le Roy**, et A. Pérennec, "Déphaseur large bande à phase indépendante de la fréquence à base de circuit actif à temps de propagation de groupe négatif ", GDR Ondes, Groupe Thématique 4 « Antennes et Circuits », Paris-CNAM, 2-4 Novembre 2009
- [COM3] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Compensation of Interconnect Line Degradations by Negative Group Delay Active Circuit", 8th International Conference Interconnection Technology of Electronic Board, May 21-22-23 2008, Brest.
- [COM4] R. Lababidi, D. Le Jeune, **M. Le Roy**, Rima Hleiss, A. Perennec. " Sécurisation d'une transmission Radio sur la couche physique (RF) par la technique du Full-Duplex ", Artificial Intelligence in Security and Defence AISD2019, 26-29 Mar. 2019, Beirut, Liban.

AV : Articles de vulgarisation

- [AV1] P.M. Martin, S. Girod, P. Laurent, **M. Le Roy**, "Maquette pédagogique pour l'enseignement des oscillateurs en électronique analogique", CETSIS, j3eA 12, 0002, 2013

Brevets, rapports internes, divers

- [DIV1] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Circuit original dans le domaine des propriétés des métamatériaux : obtention d'un temps de propagation négatif par un circuit actif aux fréquences micro-ondes", Enveloppe SOLEAU n°267610 déposée à l'INPI le 13 Juillet 2006.
- [DIV2] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, "Advanced-Reaction Device : ARD, dispositif à réaction avancée", Enveloppe SOLEAU déposée à l'INPI le 29 février 2008.
- [DIV3] R. Lababidi, D. Le Jeune, **M. Le Roy**, A. Pérennec, « A New Simple wide band Full-Duplex topology allowing to emit and receive at the same frequency band ", Enveloppe SOLEAU n° 605778 déposée à l'INPI le 08/04/2019.
- [DIV4] **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, D. Le Jeune « Etude d'un déphaseur ultra-large-bande accordable autour de 180° ", rapport (livrable) de fin de contrat DepULB180 avec Thales DMS, aout 2018.
- [DIV5] **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, D. Le Jeune " Etude de diviseurs de puissance et de baluns 180° Ultra-Large-Bande ", rapport (livrable) de fin de contrat DepULB180-V2 avec Thales DMS, octobre 2020.
- [DIV6] **M. Le Roy**, Thèse de Doctorat, Université de Brest (UBO), 1999, " Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d'impédance : application au filtrage", (Hal : 15 000 téléchargements)

Voici un bilan synthétique sous forme de tableaux et de graphes de :

- Tableau récapitulatif des travaux publiés dans des journaux et lors de conférences, du nombre de citations de ces articles et divers indicateurs,
- Evolution de mon activité de publications indiquant le nombre d'articles et de conférences par année,
- Illustration des co-auteurs d'articles et de conférences internationales et des thématiques associées.

Tableau de synthèse des publications

COS	ACL	ACTI	ACTN	COM	AV	Autres
2	15+1	29	30	4	1	6

Citations	738	COS : Chapitres d'ouvrages scientifiques internationaux ACL : Articles dans des revues internationales avec comité de lecture ACTI : Communications avec actes dans un congrès international ACTN : Communications avec actes dans un congrès national COM : Communications sans actes dans un congrès international ou national AV : articles de vulgarisation Autres : Brevets, Rapports internes, ... Source : https://scholar.google.fr/citations?hl=fr&user=z9EheT8AAAAJ&view_op=list_works&sortby=pubdate
h index	15	
indice i10 (nb publiés cités >10)	23	

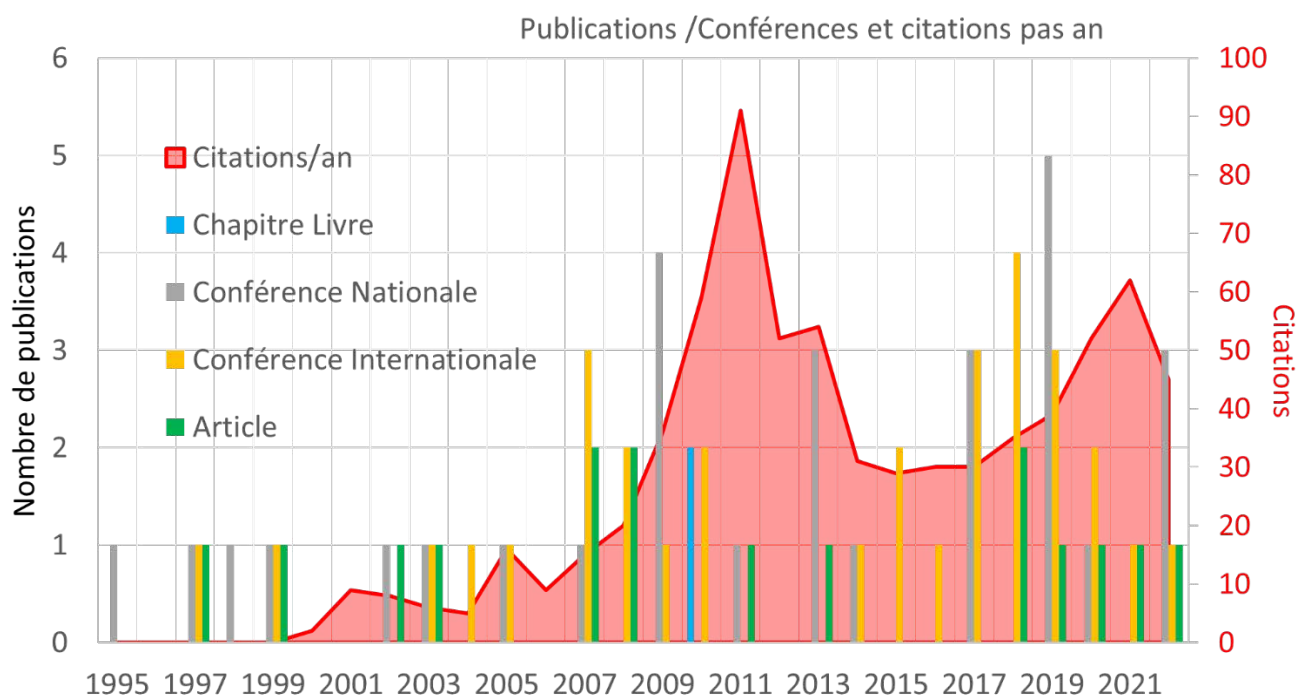
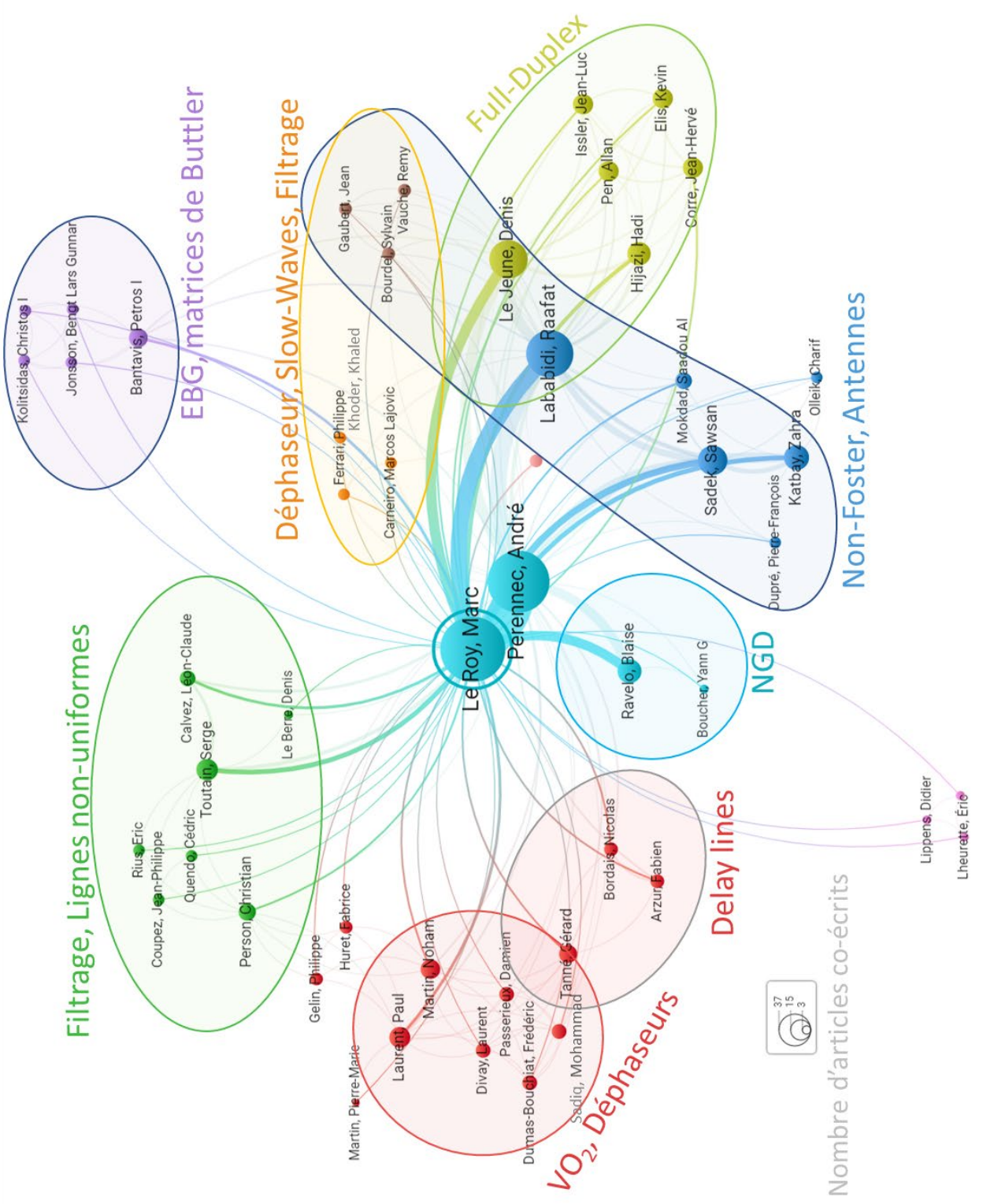


Illustration des co-auteurs d'articles et conférences internationales et des thématiques associées





Partie scientifique

Seules les thématiques [A], [B] et [E] présentées dans la partie CV seront décrites et synthétisées dans cette partie scientifique.

Les travaux présentés dans ce document sont issus d'un travail d'équipe. Ainsi, les collègues permanents du Lab-STICC impliqués ou porteurs de ces thématiques sont :

- **André Pérennec**, Gérard Tanné, Paul Laurent, Noham Martin pour l'UBO,
- Raafat Lababidi, Denis Le Jeune et Charles Canaff pour l'ENSTA Bretagne.

Et les résultats présentés sont majoritairement issus du travail des doctorants et post-doctorants suivants :

- Blaise Ravelo, Saadou Almokdad, Mohammad N. Sadiq, Petros Bantavis, Hadi Hijazi, Allan Pen
- Khaled Khoder, Marcos L. Carneiro, Mohammad N. Sadiq, Hadi Hijazi, Phi Long Doan

1 Circuits et déphaseurs actifs

1.1 Introduction

Ce chapitre présente des circuits actifs innovants d'un point de vue des topologies proposées et des fonctionnalités visées. En effet, à partir de premiers travaux sur les structures périodiques [1], PBG (Photonic Band Gap) ou EBG (Electromagnetic Band Gap) et de discussions avec nos collègues de l'IEMN, nous avons porté notre attention sur les propriétés nouvelles et inhabituelles obtenues à l'aide de métamatériaux, e.g. permittivité et/ou perméabilité négatives, indice de réfraction négatif, vitesse ou Temps de Propagation de Groupe (TPG) supraluminique ($v_g > c$) voire négatif. Cependant, nous avons très rapidement constaté que la possibilité d'obtenir un temps de propagation négatif à l'aide de métamatériaux sur une bande de fréquence donnée était systématiquement associée à des pertes importantes et que l'obtention d'un niveau de TPG négatif intéressant au niveau applicatif nécessitait une mise en cascade d'un nombre important d'éléments unitaires. Nous nous sommes alors concentrés sur une structure localisée associant de manière optimale des composants passifs autour d'un composant actif (TEC ou FET) et qui permet d'obtenir une structure simple et compacte à même de générer un TPG négatif et de compenser totalement les pertes.

Les résultats présentés à la section 1.2 sont majoritairement issus de la thèse de Blaise Ravelo [2] pour laquelle le cahier des charges ciblait une structure active, i.e. à pertes compensées, et dont la valeur de TPG négatif soit suffisante pour une mise en application réaliste. La première partie de ce chapitre présente plusieurs topologies de circuits actifs à TPG négatif, différents exemples de réalisations et leurs caractérisations temporelles et fréquentielles. De multiples topologies permettant de générer un TPG négatif ont été identifiées dans le cas de signaux RF mais aussi en bande de base. Notre équipe a ainsi été la première à proposer un circuit à TPG négatif relativement large-bande dont les pertes soient entièrement compensées et également à proposer de nouvelles applications telles que des déphaseurs purs, baluns et égalisation et remise en forme de signaux numériques et d'horloge dans des interconnexions de circuits intégrés.

La seconde partie de ce chapitre (1.3) est consacrée aux composants non-Foster (NF). Ces capacités ou inductances négatives ne peuvent être générées qu'à partir de composants actifs et il existe une très forte corrélation entre circuits à TPG négatif et composants non-Foster. En effet, une grande partie des composants non-Foster fonctionne comme un circuit à TPG négatif et de même, il a été démontré [3] qu'un circuit à TPG négatif à pertes compensées correspond à un réseau réactif ayant un comportement de type non-Foster. Les circuits à TPG négatif sans contre-réaction présentent l'avantage d'être généralement plus faciles à rendre inconditionnellement stables que les circuits non-Foster. Cependant, ces derniers ouvrent des perspectives intéressantes car potentiellement plus large-bande. Cette seconde partie du chapitre 1 présente des résultats issus de la thèse de Saadou AlMokdad [4] dans laquelle plusieurs topologies de circuits non-Foster (NF) ont été testées, réalisées et validées expérimentalement puis finalement appliquées à la réalisation de déphaseurs. Ces composants NF seront également mis en œuvre au chapitre 3 pour l'adaptation d'antennes électriquement petites (ESA : Electrically Small Antenna) et pour le découplage d'antennes très proches.

1.2 Circuits actifs à TPG négatif

1.2.1 Contexte

Quel est le sens physique d'un temps de Propagation de Groupe Négatif ?

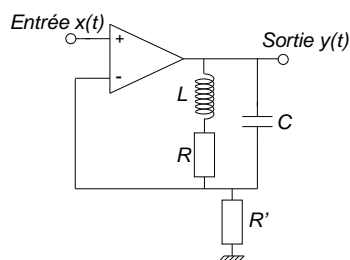
Dans les années 1950, Brillouin et Sommerfeld ont étudié la propagation d'impulsions lumineuses à travers un milieu dispersif décrit par le modèle de Lorentz. Ils en ont conclu, qu'en théorie, dans la région d'absorption où la dispersion est anormale, la vitesse de groupe peut excéder la célérité de la lumière dans le vide c , voire même devenir négative. Dans cette région, l'indice de réfraction du milieu décroît lorsque la fréquence de l'onde augmente, ce qui est contraire au milieu classique. Ces résultats n'ont eu de cesse de susciter un vif débat au sein de la communauté des physiciens sur le sens à donner à la vitesse de groupe dans cette région dite anormale. Quel que soit le sens physique attribué à cette vitesse, tous ces résultats ne remettent pas en cause le principe de causalité de la théorie de la relativité restreinte d'Einstein.

L'absorption très forte et la distorsion d'amplitude présentes dans cette zone, constituèrent les arguments principaux de Sommerfeld et Brillouin [5] et d'autres chercheurs pour affirmer que la notion de vitesse de groupe y perdait son sens classique et ils démontrèrent que ni l'énergie, ni l'information ne pouvaient se déplacer plus vite que la lumière. Ces deux arguments, absorption et distorsion, longtemps considérés comme définitifs furent remis en question, notamment lorsqu'en 1970, Garrett et McCumber [6] observèrent une impulsion gaussienne se propager à travers un milieu à dispersion anormale sans distorsion et avec une vitesse de groupe supérieure à la vitesse de la lumière dans le vide. Cette observation fut réitérée par diverses équipes et pour différents milieux ou matériaux dans les années 1980-90.

Les débats autour de la vitesse de groupe furent ravivés suite d'abord aux travaux de Yablanovitch sur les matériaux périodiques (EBG : Electromagnetic Band Gap) et ensuite par ceux initiés par Veselago sur les métamatériaux, car ces structures sont capables de générer une vitesse de groupe supérieure à celle de la lumière dans le vide et parfois même négative dans une bande de fréquence à dispersion anormale.

De nombreuses études et expérimentations de vitesse dites supraluminiques furent menées dans les domaines optique [7] et aussi quantique sur l'effet tunnel [8], mais, comme pour les expériences de Brillouin, Sommerfeld et Garret, le niveau d'énergie transmise est très faible.

Dans les années 2000, de nombreux physiciens se sont alors tournés vers des circuits électroniques (R, L, C et ampli. op.) pour mettre en œuvre de manière simple cette vitesse de groupe ou ce temps de propagation de groupe supraluminique ou négatif dans le but de l'étudier expérimentalement et facilement pour différents signaux. L'expérience faite par Mitchell et Chiao [9] synthétisée ci-dessous est à ce titre particulièrement illustrative. La Fig. 1.1 propose un exemple de circuit actif à TPG négatif (circuit 1) et la Fig. 1.2 son comportement fréquentiel (module, phase et TPG).



$$R = 3 \text{ k}\Omega, L = 100 \text{ H}, C = 0.098 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R' = 30 \text{ k}\Omega$$

$$H(j\omega) = 1 + \frac{1}{R'} \left(\frac{1}{R + jL\omega} + jC\omega \right)$$

Fig. 1.1 Circuit électronique actif à TPG négatif

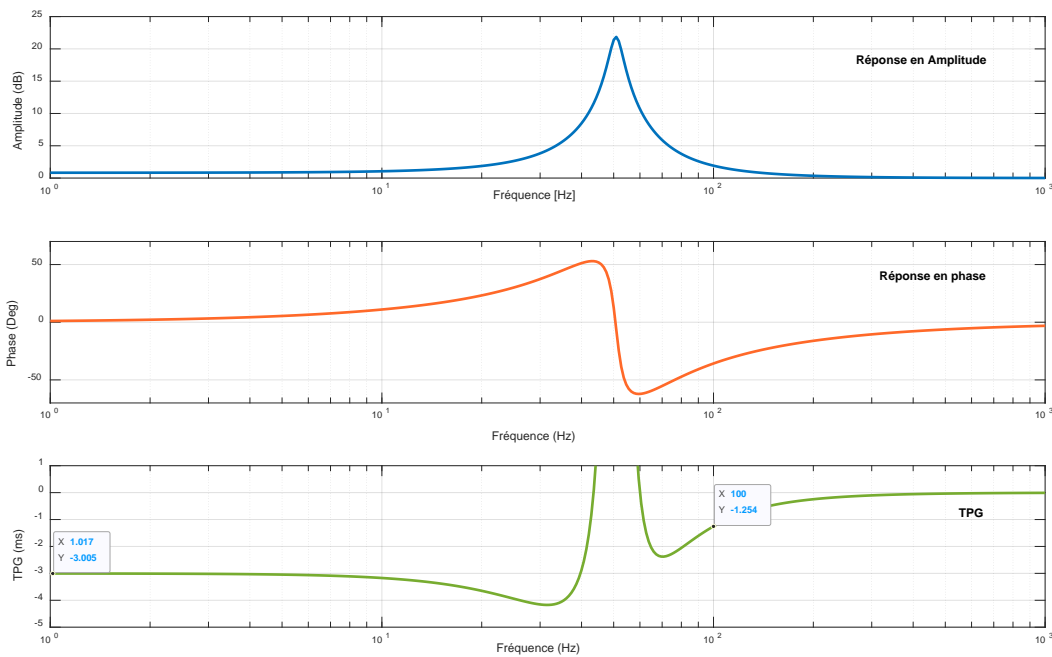


Fig. 1.2 : Diagramme de Bode et TPG du circuit 1

Ces expériences très simples montrent que le maximum d'impulsions modulées dont la fréquence porteuse est centrée sur la fréquence centrale de la plage de TPG négatif semblent émerger du circuit avant d'y entrer. La Fig. 1.3 illustre une gaussienne modulant une porteuse à 100 Hz à l'entrée puis à la sortie d'un système constitué de 4 étages du circuit 1.

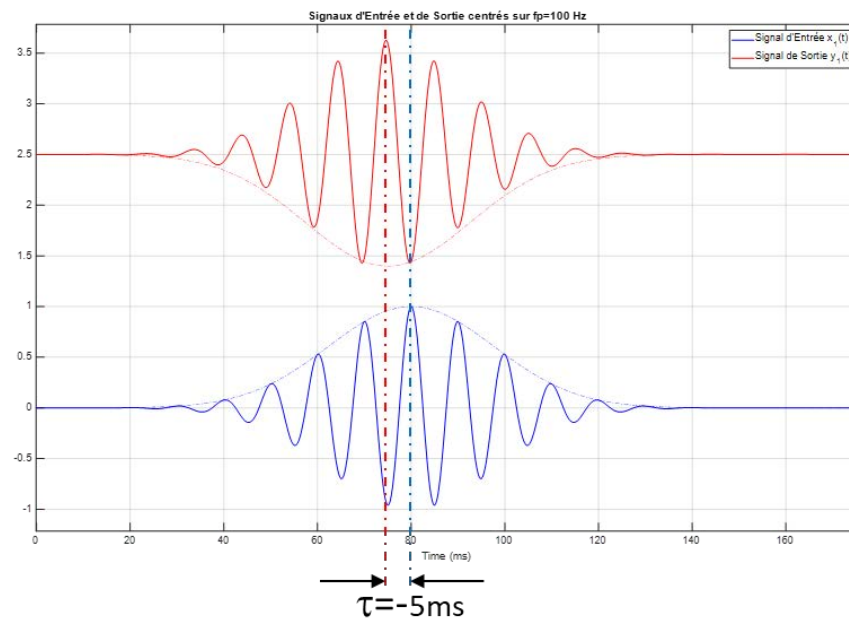


Fig. 1.3 : Illustration de « l'avance temporelle » pour une gaussienne modulée à 100Hz aux accès du circuit 1 (4 étages)

Dans ce cas (4 étages de -1,25 ms chacun, résultant dans une « avance temporelle » de 5 ms comme illustré par la Fig. 1.3) et comme pour des TPG positifs, le temps de propagation de groupe obtenu à partir de la vitesse de groupe prédit parfaitement le temps que mettra le maximum de l'impulsion à traverser le

circuit électronique ou en d'autres termes l'enveloppe du signal porteur est retardée ou avancée par la valeur du TPG à la fréquence de la porteuse. Ce TPG, noté τ , peut être classiquement déterminé (1) en fonction de la pulsation ω et à partir de la phase de la fonction de transfert ou du paramètre S_{21} :

$$\tau(\omega) = -\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega} \quad (1)$$

Ces expérimentations ont ainsi permis de statuer sur plusieurs points :

- Ce phénomène « d'avance temporelle » (dans des circuits électroniques comme dans des matériaux artificiels) peut s'expliquer simplement par un principe d'interférences constructives pour la partie antérieure de l'impulsion et destructives pour la fin de l'impulsion [10], ce phénomène est également connu sous le nom de « rephasing ».
- Cette « avance temporelle » n'a de sens que pour des signaux à bande fréquentielle étroite ou limitée (sinus, gaussienne modulée, ...) et cette illusion d'avance temporelle s'effondre complètement lorsque le signal d'entrée subit un événement non-prévisible tel qu'une troncature ou changement brusque du signal (Fig. 1.4). Tout se passe comme si le circuit à TPG négatif « tentait de prédire » le signal de sortie à partir des valeurs précédentes de ce signal, comme dans un filtre à prédiction linéaire (LPC).

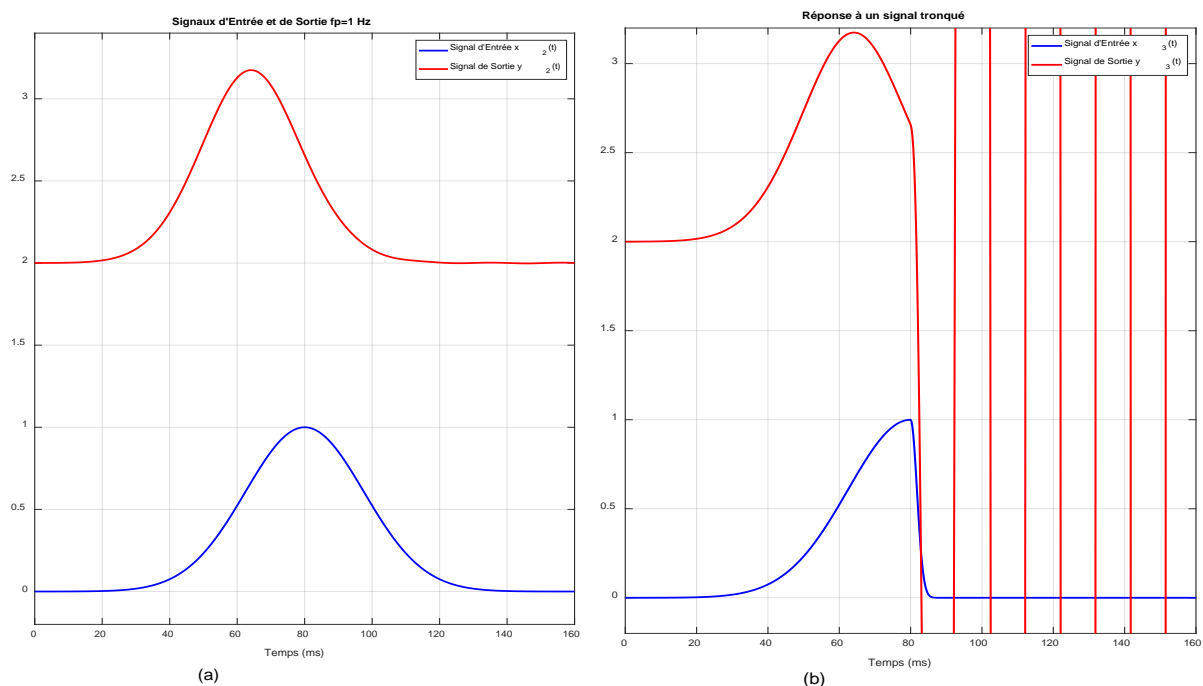


Fig. 1.4 : Gaussienne en entrée et sortie du circuit 1 (a) et pour une gaussienne d'entrée tronquée (b)

- Ces circuits nécessitent systématiquement d'introduire des pertes à la résonance pour obtenir ainsi une pente (dérivée) positive de la phase [11]. Certains auteurs préfèrent ainsi l'appellation de « positive phase derivative circuits » au lieu de TPG négatif.

Il est maintenant admis que dans le cas de métamatériaux ou de dispositifs à TPG négatif, la vitesse de groupe n'est pas associée à la vitesse de propagation de l'information. Cependant, les équations et simulations permettent de prédire un comportement physique vérifié expérimentalement et donc d'envisager d'appliquer cette propriété à différentes applications.

Quels sont les défis à relever pour permettre une mise en application de ces circuits à TPG négatif ?

De manière bien plus pragmatique, la mise en œuvre de tels circuits dans des applications RF concrètes nécessite de résoudre plusieurs difficultés :

- L'obtention de TPG négatif étant systématiquement associée à des pertes (résistance ou composants/lignes à pertes), une compensation de celles-ci est nécessaire, avec une certaine platitude dans la bande considérée et une attention particulière en dehors de la bande pour éviter saturations, effets non-linéaires ou d'éventuelles instabilités.
- Ces circuits sont majoritairement résonants et à bande étroite. Lors de la conception d'un amplificateur, le produit gain-bande est constant ; de même, pour un circuit à TPG négatif, le produit $TPG_{\text{Négatif}} \cdot \text{bande}$ est lui aussi fixe et directement corrélé aux pertes. Une recherche de topologie optimale est donc nécessaire pour garantir un compromis « utilisable ».
- L'utilisation de métamatériaux résonants (SRR : Split Ring Resonator par exemple) exige un très grand nombre de cellules unitaires cascades pour obtenir un niveau significatif de TPG négatif et l'ensemble nécessiterait alors une compensation conséquente des pertes. L'utilisation d'approche plus compacte est à privilégier. Cette approche « métamatériaux » semble donc dimensionnellement plus pertinente pour les bandes millimétriques et TeraHertz.

Ces spécifications, associées à la synthèse bibliographique, permettent de dégager un portrait-robot type d'un circuit ayant un potentiel applicatif important : i) une topologie simple (minimiser le nombre d'étages ou de cellules élémentaires et d'éléments passifs et actifs) qui génère à la fois du TPG négatif et une compensation des pertes associées ; ii) cette topologie doit être suffisamment générale pour une utilisation en bande étroite ou large pour des signaux hyperfréquences (donc modulés), voire pour des signaux haut-débit en bande de base.

La partie active doit faire appel à un composant très répandu et présent dans des applications fonctionnant dans ces bandes de fréquence. Nous avons donc retenu le Transistor à Effet de Champ (TEC ou FET) qui peut être modélisé de manière simple pour mener analytiquement une recherche topologique et qui dispose aussi de modèles RF et hyperfréquences non-linéaires pour la partie modélisation et conception.

1.2.2 Exemples de topologies

Cette partie ne présente pas un panorama exhaustif des différents circuits actifs à TPG négatif mais une synthèse des solutions les plus pertinentes issues de [2].

1.2.2.1. Associations d'un TEC et de quadripôles passifs

La recherche topologique a ciblé en priorité une conception optimale et conjointe des parties actives et passives plutôt qu'une simple mise en cascade d'un amplificateur et d'un circuit résonant.

Pour pouvoir mener des calculs analytiques exploitables pour identifier les topologies générant du TPG négatif, le TEC est simplement modélisé par le schéma équivalent simplifié de la Fig. 1.5, composé d'une source de courant commandée en tension de transconductance g_m et de la résistance Drain-Source R_{ds} .

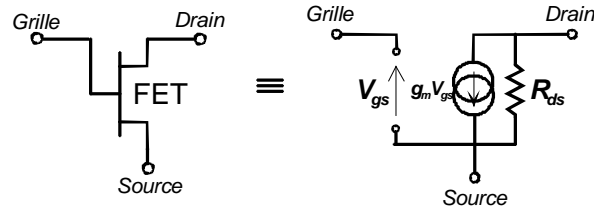


Fig. 1.5 : Schéma équivalent simplifié du TEC

Cette simplification associée à l'utilisation d'un nombre limité de composants localisés permet de dégager les expressions caractéristiques recherchées : fonction de transfert, gain, TPG et condition d'existence d'un TPG négatif, dans l'objectif de faire un tri parmi toutes les configurations possibles.

Pour rechercher les topologies les plus intéressantes, la méthode utilisée repose sur l'analyse des combinaisons possibles (Fig. 1.6) associant un quadripôle actif constitué du modèle simplifié du TEC et d'un quadripôle passif basé sur des configurations possibles des composants R, L et C. Seules les configurations autorisant une fonction d'amplification satisfaisante ont été retenues.

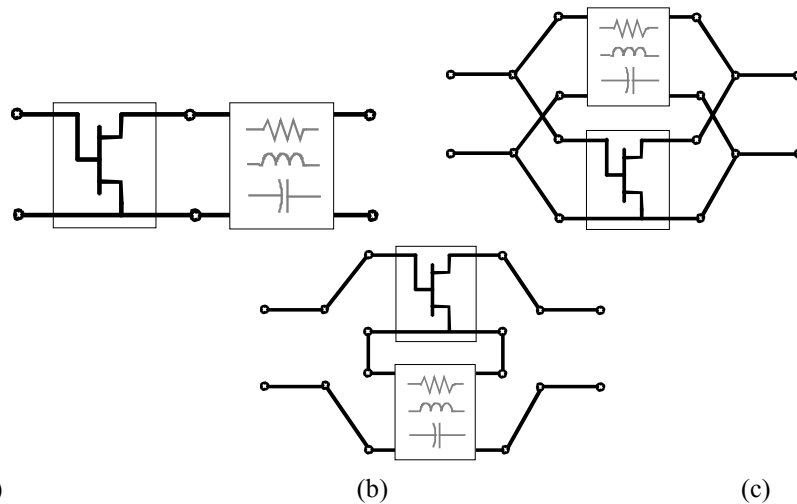


Fig. 1.6 : Association des quadripôles passif et actif en cascade (a), parallèle (b) et série (c)

Une analogie existe entre le comportement de la réponse des filtres passifs et celui des circuits à TPG négatif (cf. 1.2.2.3). Par conséquent et comme lors de la synthèse d'un filtre, la recherche topologique porte d'abord sur l'identification des circuits actifs à TPG négatif présentant les formes les plus simples, c'est-à-dire de type passe-bas.

1.2.2.2. Topologies passe-bas

Pour limiter le nombre de configurations possibles pour lesquelles des développements mathématiques soient possibles, sans pour autant négliger des quadripôles essentiels en électronique, nous avons retenu pour cette étude méthodologique (systématique) les topologies élémentaires passives en L ou sous forme de simples dipôles série ou // (Fig. 1.7). Chaque dipôle est non-résonant (fonction de transfert d'ordre minimum et de

type passe-bas) et correspond à une des quatre configurations possibles d'association entre une résistance R et un seul élément réactif (L ou C).

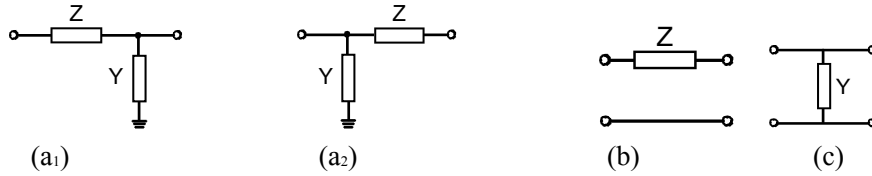


Fig. 1.7 : Quadripôles passifs en L (a₁)(a₂), dipôles série (b) et // (c)

Comme dans le cas de synthèse de filtres, les configurations en Π ou en T plus difficiles à étudier analytiquement peuvent être déduites des cas de la Fig. 1.7.

Le Tableau 1.1 synthétise les caractéristiques des huit topologies présentant le minimum de complexité pour générer du TPG négatif :

Schéma	Configuration	Gain pour $f \approx 0$: $ H(0) $	TPG à $f \approx 0$: τ_0	Pulsation de coupure du TPG : ω_c
	Dipôle en cascade //	$\frac{g_m R_{ds} R}{R + R_{ds}}$	$-\frac{R_{ds} L}{R(R + R_{ds})}$	$\frac{\sqrt{R^2 + RR_{ds}}}{L}$
	Dipôle en cascade série	$\frac{g_m R_{ds} R_2}{R_1 + R_2 + R_{ds}}$	$-\frac{R_{ds}^2 C}{R_1 + R_2 + R_{ds}}$	$\frac{\sqrt{R_1 + R_2 + R_{ds}}}{CR_1 \sqrt{R_2 + R_{ds}}}$
	Mixte : série + R en sortie	$\frac{g_m R_{ds} R_2}{R_1 + R_2 + (1 + g_m R_1) R_{ds}}$	$-\frac{R_{ds}^2 C (1 + g_m R_{ds})}{R_1 (1 + g_m R_{ds}) + R_2 + R_{ds}}$	$\frac{\sqrt{R_1 (1 + g_m R_{ds}) + R_2 + R_{ds}}}{CR_1 \sqrt{R_2 + R_{ds}}}$
	Mixte cascade série	$\frac{g_m R_{ds} R R_2}{R_1 R_2 (1 + g_m R_{ds}) + R_{ds} (R + R_1 + R_2) + RR_2}$	$\frac{-R_{ds} L (R + R_2)}{R_1 [R_2 (1 + g_m R_{ds}) + R_{ds} (R + R_1 + R_2) + RR_2]}$	$\frac{\sqrt{R_1 [R_2 (1 + g_m R_{ds}) + R_{ds} (R + R_1 + R_2) + RR_2]}}{L \sqrt{R + R_{ds} + R_2 (1 + g_m R_{ds})}}$
	Dipôle en //	$\frac{R_{ds} g_m R - 1 }{R + R_{ds}}$	$\frac{L (1 + g_m R_{ds})}{(1 - g_m R) (R + R_{ds})}$	$\frac{\sqrt{g_m (R + R_{ds}) (g_m R - 1)}}{g_m L}$
	Dipôle en //	$\frac{R_{ds} g_m R - 1 }{R + R_{ds}}$	$\frac{R^2 C (g_m R_{ds} + 1)}{(g_m R - 1) (R + R_{ds})}$	$\frac{\sqrt{R_{ds} (R + R_{ds}) (1 - g_m R)}}{RR_{ds} C}$
	Mixte série //	$\frac{g_m R_{ds} 1 - g_m R }{R + R_{ds}}$	$\frac{LR (g_m R_{ds} + 1)^2}{R_{ds} (g_m R_{ds} - 1) (R + R_{ds})}$	$\frac{\sqrt{R_{ds} (R + R_{ds}) (1 - g_m R)}}{L (g_m R_{ds} + 1)}$
	Mixte série //	$\frac{ g_m R_{ds} (R_2 - R_1) - R_1 - R_{ds} }{R_1 (1 + g_m R_{ds}) + (R_2 + R_{ds})}$	$\frac{R_{ds}^2 R_2 C (1 + g_m R_{ds})^2}{[R_1 (1 + g_m R_{ds}) + R_2 + R_{ds}] [g_m R_{ds} (R_2 - R_1) + R_1 + R_{ds}]}$	$\frac{\sqrt{ g_m R_{ds} (R_2 - R_1) - R_1 - R_{ds} [R_1 (1 + g_m R_{ds}) + R_2]}}{CR_1 \sqrt{R_{ds} (R_2 + R_{ds})} (g_m R_2 - 1)}$

Tableau 1.1 : Topologies passe-bas simples

On peut distinguer trois grandes familles de cellules passe-bas à TPG négatif illustrées par des couleurs différentes dans le tableau précédent : i) la mise en cascade d'un TEC en cascade et d'un quadripôle passif (ou dipôle), ii) le TEC en parallèle avec le quadripôle (ou dipôle) et aboutissant à une architecture contre-réactionnée, enfin iii) les deux premières associées en série (mixte). Chacune de ces associations nous amène à différentes topologies élémentaires relativement simples ayant des fonctions de transfert d'ordre 1. La majorité des quadripôles étudiés est formée de dipôles RL série ou RC //.

L'analyse du tableau permet de dégager les critères suivants :

- Les configurations « cascade » et « contre-réaction » présentent les circuits les plus simples,
- Les topologies « cascade » basées respectivement sur des dipôles RL série et RC // sont les seules cellules simples à même de générer un TPG négatif sous cette forme « cascade » et de plus le TPG négatif y est présent intrinsèquement (i.e. sans condition) en basse fréquence,
- A contrario, les circuits « contre-réactionnés » génèrent un TPG négatif dépendant des composants et des paramètres du transistor (e.g. selon les topologies $g_m.R > 1$, $g_m.R < 1$ ou $g_m.R_{ds} < 1$) et nécessiteront une étude de stabilité,
- L'allure fréquentielle du TPG des topologies passe-bas (Fig. 1.8) illustre la notion de pulsation ou de fréquence de coupure du TPG, f_c . Cette expression et celles du TPG et du gain en basse fréquence sont particulièrement intéressantes pour identifier la dépendance de ces paramètres vis-à-vis des paramètres des circuits et de leurs tolérances.

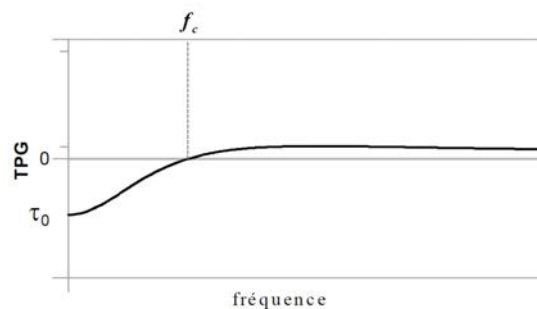


Fig. 1.8 : Allure du TPG des cellules passe-bas

Les conditions d'obtention de TPG négatif en fonction des éléments des circuits ont toutes été exprimées analytiquement et sont détaillées en [2]. De même, l'étude analytique de ces topologies a permis de déterminer les équations de synthèse des composants R, L et C, ainsi que les spécifications requises a priori pour le transistor (g_m , R_{ds}).

D'autres topologies plus compliquées peuvent en être déduites, soit en passant par les différentes transformations en théorie de circuit, soit, par combinaison de ces topologies élémentaires.

1.2.2.3. Topologies passe-bande

Comme dans le domaine du filtrage, une transformation passe-bas \rightarrow passe-bande peut se faire en remplaçant la self par un dipôle résonant LC série et la capacité par un dipôle LC parallèle (Fig. 1.9) résonant à la pulsation $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ avec $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$, où ω_{c1} et ω_{c2} sont les pulsations de coupure définissant la bande passante de TPG négatif.

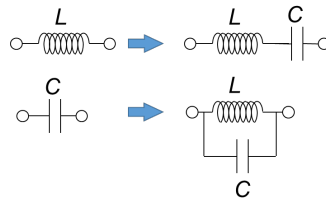


Fig. 1.9 : Transformation passe-bas \rightarrow passe-bande

Toutes les topologies passe-bas décrites ci-dessus (Tableau 1.1) peuvent donc être transformées en topologie passe-bande dont les paramètres sont les suivants (Fig. 1.10) :

- Un niveau de TPG négatif deux fois supérieurs à celui du passe-bas :

$$\tau_{\min \text{ p-bande}} = 2 \cdot \tau_{\min \text{ p-bas}}$$
- La bande de TPG négatif en passe-bande est exactement égale à celle du circuit dual passe-bas :

$$\Delta f_{\text{c p-bande}} = f_{\text{c p-bas}}$$
- Le gain en passe-bande est identique à celui du passe-bas :

$$|H(f_0)|_{\text{p-bande}} = |H(0)|_{\text{p-bas}}$$

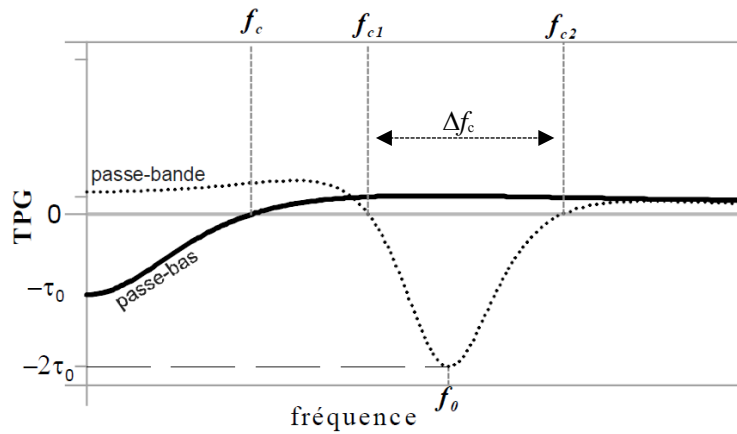


Fig. 1.10 : Allure du TPG des cellules passe-bas et passe-bande

La surface du TPG négatif $A(\tau < 0)$ (Fig. 1.11) est un des paramètres significatifs pour évaluer les performances d'un circuit à TPG négatif :

$$A(\tau < 0) = \int_{\omega=0}^{\omega=\omega_c} \tau(\omega) d\omega = \phi(\omega)|_{\omega=0} - \phi(\omega)|_{\omega=\omega_c} \quad (2)$$

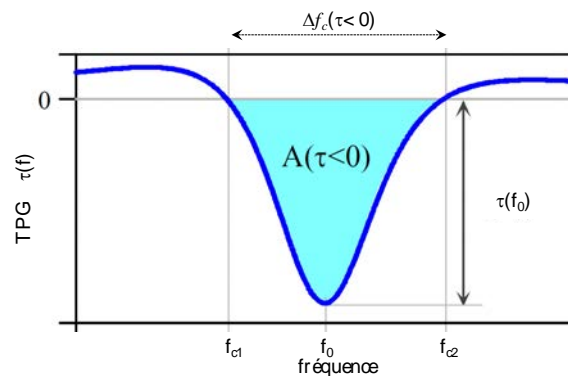


Fig. 1.11 : Allure de la surface du TPG négatif pour une cellule passe-bande idéale

Nous avons donc proposé un nouveau facteur de mérite (FoM : Figure of Merit) spécifique aux circuits actifs à TPG négatif pour pouvoir caractériser et comparer leurs performances [2] :

$$FoM_1 = \Delta f_{(\tau < 0)} \times |\tau(\omega_0)| \quad (3)$$

Nous avons ensuite modifié ce facteur de mérite pour prendre en compte l'atténuation à f_0 (ou le gain après compensation des pertes), la faisabilité et la fiabilité (incluant la polarisation et l'ensemble des composants finaux du circuit) du circuit [2], [12]-[13] :

$$FoM_2 = \Delta f_{(\tau < 0)} \times |\tau(\omega_0)| \times |S_{21\max}| \quad (4)$$

où $|S_{21\max}|$ représente le gain ou l'atténuation à f_0 .

1.2.2.4. Conceptions et validations expérimentales

Conception et mesure du premier circuit actif à TPG négatif « passe-bande »

Le tout premier circuit étudié et réalisé est la topologie « passe-bande » suivante :

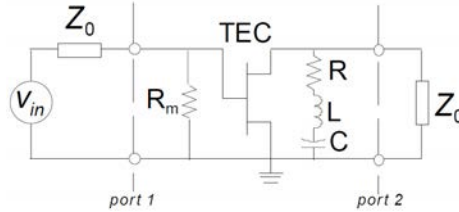


Fig. 1.12 : Topologie « passe-bande »

L'étude et la synthèse complète sont réalisées en paramètres S. Pour adapter en entrée le circuit tout en limitant le rajout de TPG positif, une résistance R_m est introduite en parallèle à l'entrée.

Pour cette cellule à la pulsation ω_0 :

$$\text{Sans } R_m : S_{21}(\omega_0) = -\frac{2g_m R Z_0 R_{ds}}{R R_{ds} + Z_0 (R + R_{ds})} \quad \text{et avec } R_m : S_{21}(\omega_0) = -\frac{2R_m R Z_0 g_m R_{ds}}{(R_m + Z_0) [Z_0 R_{ds} + R (Z_0 + R_{ds})]} ,$$

$$\tau(\omega_0) = -\frac{2L Z_0 R_{ds}}{R [R R_{ds} + Z_0 (R + R_{ds})]}$$

$$\text{ou encore en fonction du facteur de qualité, } Q = \frac{L\omega_0}{R} \rightarrow \tau(\omega_0) = -\frac{2QZ_0}{\omega_0 (R + RZ_0 / R_{ds} + Z_0)}$$

La relation liant le niveau de TPG et celui du gain à f_0 se simplifie sous la forme :

$$\frac{|S_{21}(\omega_0)|}{|\tau(\omega_0)|} = \frac{g_m R^2}{L} \quad \text{et la bande de TPG négatif par : } \Delta\omega(\tau < 0) = \frac{\sqrt{R [R R_{ds} + Z_0 (R + R_{ds})]}}{L \sqrt{Z_0 + R_{ds}}}$$

A partir de (3) et de (4), les FoMs s'écrivent respectivement :

$$FoM_1 = \Delta f_{(\tau < 0)} \cdot |\tau(\omega_0)| = \frac{Z_0 R_{ds}}{\pi \sqrt{R (Z_0 + R_{ds}) [R R_{ds} + Z_0 (R + R_{ds})]}}$$

$$FoM_2 = \Delta f_{(\tau < 0)} \times |\tau(\omega_0)| \times |S_{21\max}| = \frac{1}{2\pi g_m R} \sqrt{\frac{R [R R_{ds} + Z_0 (R + R_{ds})]}{Z_0 + R_{ds}}}$$

La Fig. 1.13 montre l'évolution du TPG ($\tau(\omega_0)$), de la largeur de TPG négatif $\Delta f(\tau < 0)$ et de $|S_{21}(\omega_0)|$ dB en fonction des valeurs de R et L (C n'intervenant que dans la valeur de ω_0) pour $g_m=100\text{mS}$, $R_{ds}=100\ \Omega$, $R_m=75\ \Omega$ et la Fig. 1.14 décrit l'évolution du FoM_2 en fonction de la valeur de R.

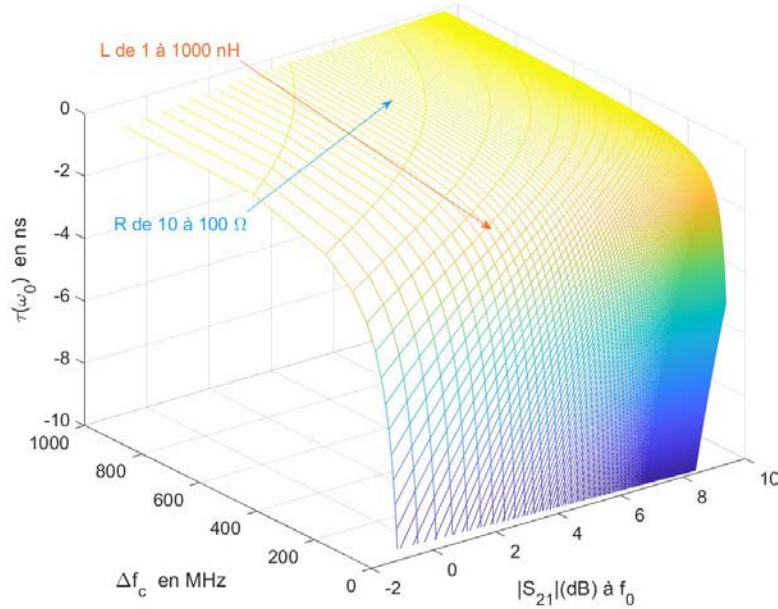


Fig. 1.13 : Evolution des 3 paramètres constitutifs du FoM_2 en fonction de R et L.

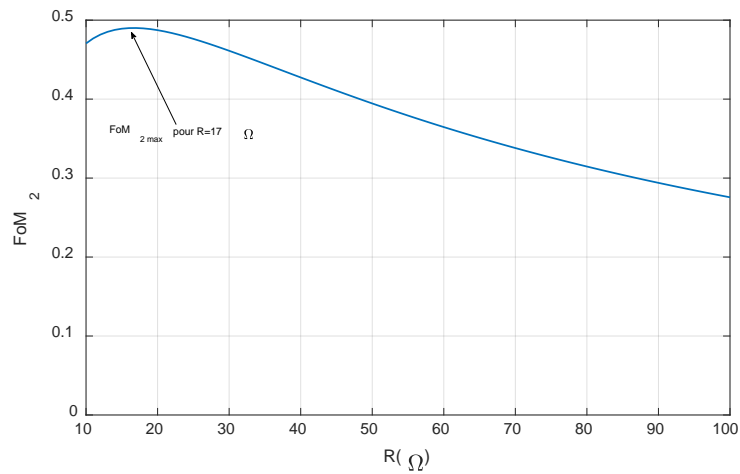


Fig. 1.14 : FoM_2 en fonction de R ($g_m=100\text{mS}$, $R_{ds}=100\ \Omega$, $R_m=75\ \Omega$)

De ces courbes et des expressions analytiques, il apparaît plusieurs tendances utiles à la conception du circuit, que l'on peut résumer dans le tableau suivant (Tableau 1.2) :

	ω_0	$ S_{21} _{\text{dB}}$	$ \tau(\omega_0) $	$\Delta f_{(\tau < 0)}$	FOM_1	FOM_2
$g_m \uparrow$	-	\uparrow	-	-	-	\uparrow
$R_{ds} \uparrow$	-	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow	\uparrow
$R \uparrow$	-	\uparrow	\downarrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow pour $R > 17\ \Omega$
$L \uparrow$	\downarrow	-	\uparrow	\downarrow	-	-
$C \uparrow$	\downarrow	-	-	-	-	-

Tableau 1.2 : Influence des composants sur le comportement de la topologie « passe-bande »

- Le gain $|S_{21}(\omega_0)|$ dépend majoritairement de g_m , R_{ds} , R et R_m (compromis gain/adaptation en entrée). Le transistor devra à la fois présenter une valeur de transconductance g_m et une résistance R_{ds} importante,
- Comme pour des filtres, pour un transistor donné (g_m , R_{ds} et R_m fixe), R et L conditionnent les valeurs de TPG et de gain et ont un comportement antagoniste sur la largeur et le niveau du TPG négatif. En effet, augmenter L contribue fortement à augmenter le TPG.

En synthèse, pour cette topologie et pour des caractéristiques fixées pour le transistor, le FoM₂ optimum est obtenu pour $R=17 \Omega$ et cette valeur sera optimisée en association avec L selon le niveau du TPG négatif et sa largeur fréquentielle.

Des équations de synthèse sont proposées dans [2] pour une seule cellule et le compromis bande/niveau de TPG/compensation des pertes étant difficile à obtenir à partir d'une seule cellule, une mise en cascade de plusieurs cellules a été mise en œuvre pour la 1^{ère} réalisation.

Un début de synthèse de structures multi-cellules a été développée dans [2], prolongée plus récemment dans [14] et [15] en la rapprochant des techniques de synthèse de filtre.

Le 1^{er} circuit réalisé [16] est donc une mise en cascade de 2 cellules passe-bande (Fig. 1.15).

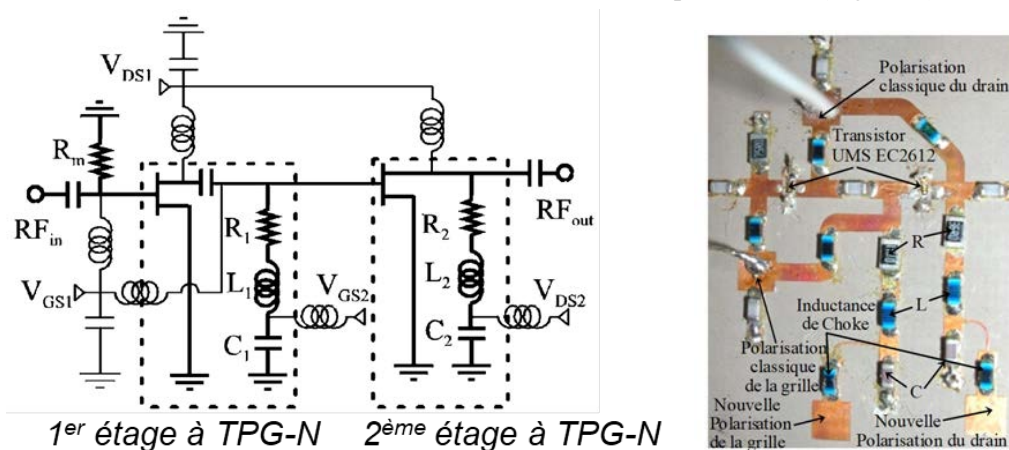


Fig. 1.15 : Schéma complet (polarisation en trait fin) et photo du circuit réalisé avec $R_m = 75 \Omega$, $R_1 = 11 \Omega$, $R_2 = 36 \Omega$, $L_1 = L_2 = 12 \text{ nH}$, $C_1 = C_2 = 1 \text{ pF}$, $T_1 = T_2 = \text{PHEMT-EC2612}$ ($g_m = 98,14 \text{ mS}$ et $R_{ds} = 118,6 \Omega$), $V_{gs} = -100 \text{ mV}$ et $V_{ds} = 5,4 \text{ V}$, substrat RF35 ($\epsilon_r = 3,5$; $h = 508 \mu\text{m}$)

Le circuit a été optimisé autour de 1 GHz en technologie microruban et en utilisant une co-simulation : les paramètres S fournis par les constructeurs ont été utilisés dans un logiciel de simulation « circuits » (ADS) pour les composants localisés et les transistors ; les éléments distribués (lignes, connexions, circuits de polarisation) sont quant à eux simulés sous un logiciel « électromagnétique » (Momentum).

Le transistor a été choisi car il est en boîtier de type « puce », donc très compact et ne rajoute que peu de TPG positif. De plus, R_{ds} et g_m sont relativement grandes pour un transistor à faible bruit. Deux circuits de polarisation distincts ont été testés dont un permettant de réduire le nombre de composants en utilisant les selfs des circuits comme self de polarisation (DC Feed ou self de Choke).

Les résultats de mesures sont présentés Fig. 1.16 et présentent un bon accord global entre simulations et mesures et ont permis de valider à la fois le concept proposé et la méthode de

synthèse : à la résonance $f_0 = 1,03$ GHz, le gain est de 1,68 dB, le TPG de -2,3 ns, $\Delta f_{(\tau < 0)}$ de 400 MHz, et $|S_{11}|_{dB}$ et $|S_{22}|_{dB}$ sont bien inférieurs à -10 dB. Le FoM2 atteint ainsi 1,1 environ.

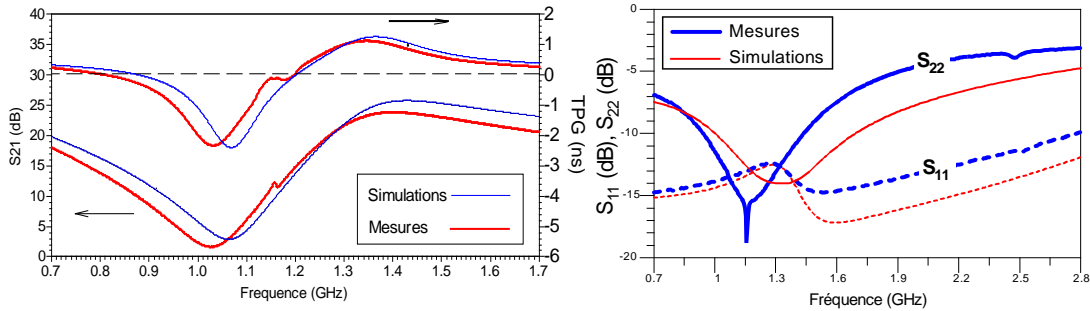


Fig. 1.16 : Paramètres S et TPG simulés et mesurés du circuit de la Fig. 1.15

En utilisant les paramètres S , une simulation temporelle a été également réalisée (Fig. 1.17) en introduisant à l'entrée du circuit une gaussienne d'écart type 4 ns modulée à la fréquence $f_0=1,03$ GHz et tronquée (fenêtrage rectangulaire de 0 à 20 ns.)

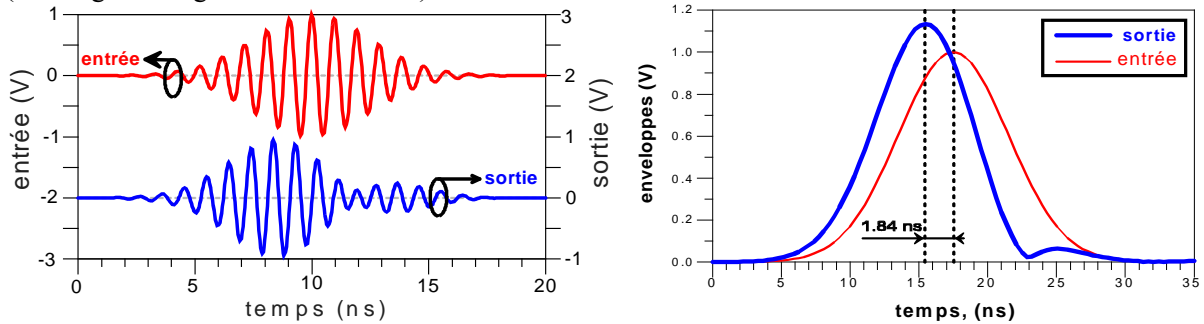


Fig. 1.17 : Simulations temporelles (à partir des paramètres S mesurés) des signaux modulés et des enveloppes correspondantes

Autres exemples de circuits actifs à TPG négatif « passe-bande »

Un autre circuit à 3 étages (1 transistor en boîtier ATF-34143 et 3 circuits résonants RLC) a été fabriqué avec un autre transistor et pour une bande de fréquence plus basse pour pouvoir mettre en place un protocole de mesure calibrée en temporel. Le schéma, le masque et la photo du circuit sont présentés à la Fig. 1.18 et les mesures correspondantes des paramètres S à la Fig. 1.19.

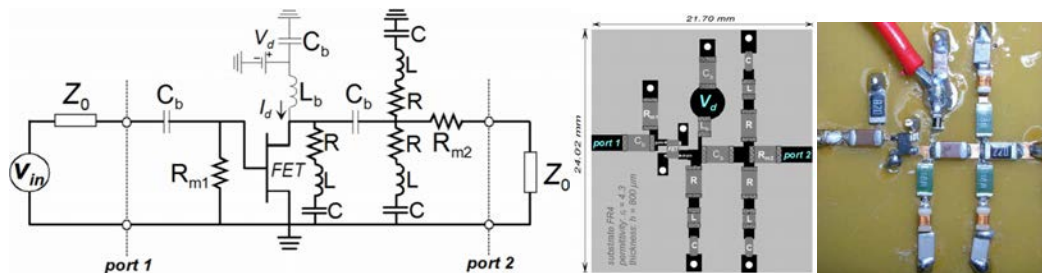


Fig. 1.18 : Schéma, masque et photo du circuit (FET : ATF-34143, $g_m = 226$ mS et $R_{ds} = 27 \Omega$; $R_{m1} = 82 \Omega$, $R_{m2} = 22 \Omega$, $R = 18 \Omega$, $L = 51$ nH, $C = 0.5$ pF, $C_b = 1$ nF, $L_b = 220$ nH ; Substrat : $\epsilon_r = 4.3$, $h = 800 \mu\text{m}$)

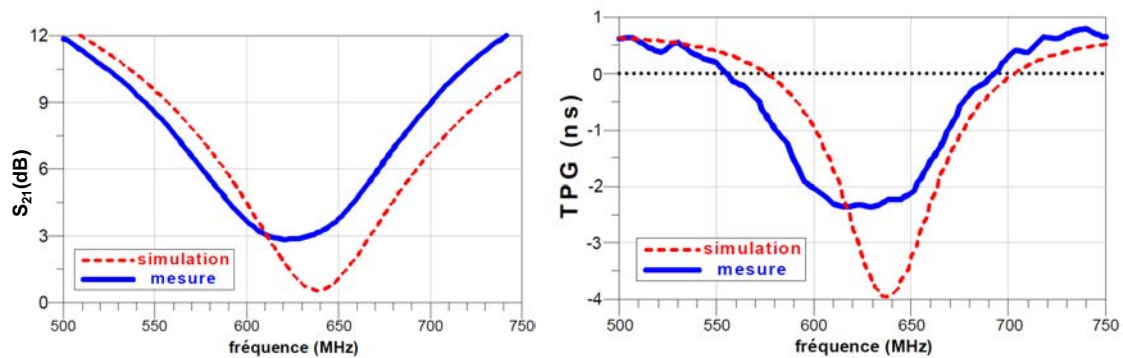


Fig. 1.19 : Paramètres S et TPG simulés et mesurés du circuit de la Fig. 1.18

Les mesures fréquentielles du circuit montrent un gain et un TPG relativement bien corrélées avec la simulation. Le gain mesuré est de l'ordre de 3 dB et le TPG est négatif sur une bande de fréquence de 135 MHz centrée sur 620 MHz avec une valeur minimale à -2,3 ns, correspondant à un FoM₂ de 0,44 environ. L'adaptation est meilleure que -10 dB aux deux accès.

L'objectif ici n'était pas d'avoir une valeur importante de FoM₂ mais un circuit permettant une caractérisation expérimentale temporelle selon un protocole calibré [2], [17]. Ainsi, une gaussienne d'écart-type d'environ 8,4 ns modulée à $f_0 = 622$ MHz (valeur minimale possible de l'écart-type du générateur R&S SMJ 100A) est injectée à l'entrée du circuit la valeur de l'écart-type (ici 8,4 ns). Une légère avance du maximum de l'enveloppe du signal de sortie est obtenue (de l'ordre de 2 ns) par rapport au maximum du signal d'entrée, le signal de sortie présente peu de distorsion et est donc toujours quasi-gaussien.

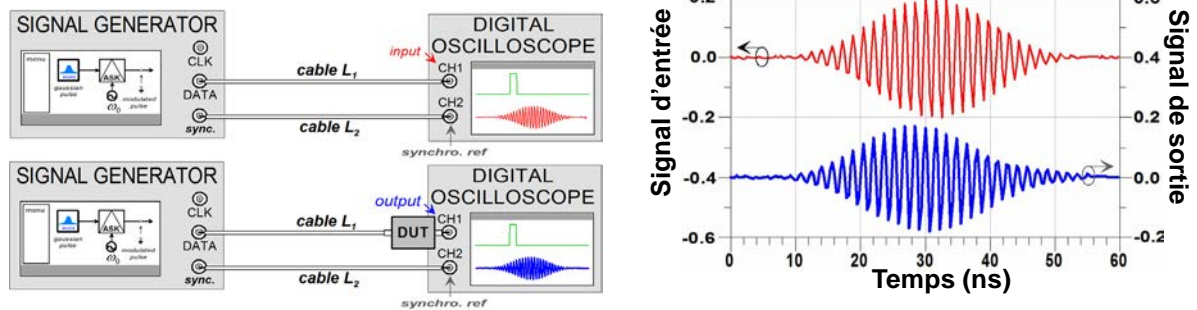


Fig. 1.20 : Mesures temporelles : (a) protocole de mesure (à partir des paramètres S mesurés) des signaux modulés et des enveloppes correspondantes

A partir des paramètres S , une simulation temporelle Fig. 1.21 a également été menée mais pour un écart-type plus faible (4 ns) pour mettre en évidence de manière plus visuelle « l'avance temporelle obtenue », ici de l'ordre de 1,5 ns.

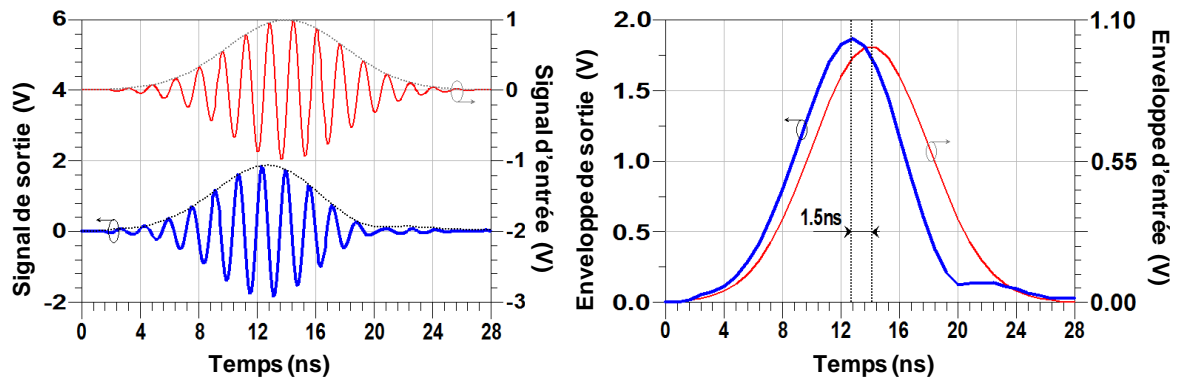


Fig. 1.21 : Simulations temporelles (à partir des paramètres S mesurés) des signaux modulés et enveloppes correspondantes

Ces simulations ont également permis de mettre en avant un phénomène complémentaire de compression d'impulsion temporelle (Fig. 1.22) et donc de dilatation fréquentielle du signal. L'ensemble de la démonstration analytique de ce phénomène a été entièrement développé et publié en [2] et [17].

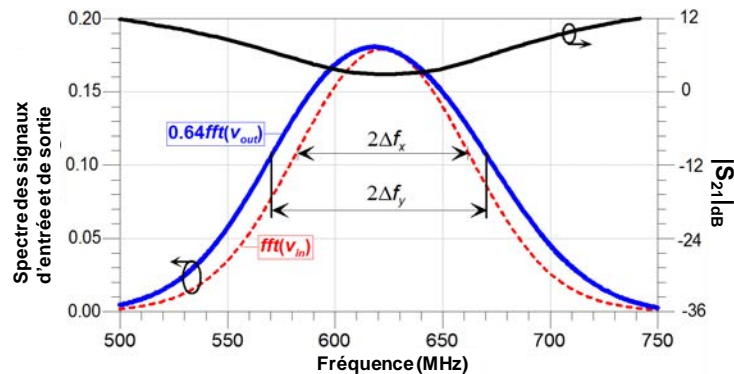


Fig. 1.22 : Spectres simulés (à partir des paramètres mesurés) en entrée et en sortie

Ces premiers démonstrateurs ont montré la faisabilité de circuits présentant un TPG négatif avec une compensation des pertes et sur une bande de fréquence pas trop étroite. De même, des équations de synthèse et les principes de conception ont été décrits. Ces premières validations ont donc ouvert la voie à la mise en application de circuits à TPG négatif dans des applications RF et hyperfréquences concrètes. La section suivante présente une mise en application directe des circuits à TPG négatif que nous avons proposée pour réaliser un nouveau type de déphaseur. D'autres exemples d'applications potentielles sont ensuite présentés.

Remarques :

D'autres réalisations ont pu être menées à bien dans ce projet et tout particulièrement en bande de base ou en topologie passe-bas : i.e. le TPG est négatif du DC jusqu'à une fréquence de coupure f_c . Ces réalisations nous ont également amené à proposer de nouvelles applications : remise en forme de signaux, compensation partielle de retard, ... Celles-ci sont majoritairement décrites dans un chapitre de livre que nous avons rédigé [18] et dans d'autres références [19][20][21] et [22]. Sur cette base, plusieurs auteurs ont mis en avant l'intérêt potentiel de tels circuits en bande de base pour la « prédiction anticipée de signaux à bande limitée (Temporally Advanced Signal Detection : TASD ou anticipatory relaxation dynamics ARD) et notamment pour des applications médicales de type ECG (Électrocardiogramme) ou EEG [23][24].

1.2.3 Déphaseur « pur »

Le principe que nous avons développé est à la fois innovant et très simple et est illustré à la Fig. 1.23. Il consiste à mettre en cascade une structure à TPG positif (Positive Group Delay : PGD, i.e. dont la pente de phase soit négative, *c.f.* équation (1)) et une structure à TPG négatif (NGD : Negative Group Delay, à pente de phase positive). Si ces 2 structures possèdent des pentes identiques en valeur absolue, alors sur cette bande de fréquence le déphasage réalisé est constant et indépendant de la fréquence (Frequency Independent Phase Shifter).

De tels dispositifs offrent, a priori, plusieurs avantages :

- Valeur de la phase constante et indépendante de la fréquence,
 - C'est la phase de S_{21} en transmission qui est constante et non une différence de phase comme dans les déphaseurs « classiques »,
- Si la phase est constante, le TPG est nul dans la bande de fréquence considérée et le signal ne subit pas le retard dû au circuit,
 - Il s'agit alors d'un déphasage idéal sans introduction de retard, d'où l'appellation de déphaseur « pur »,
- Potentiellement large bande,
- Compacité (circuits purement ou partiellement localisés),

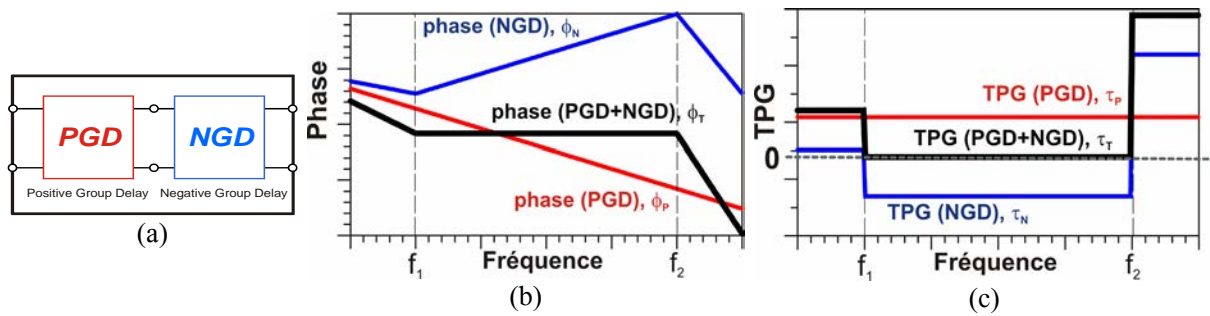


Fig. 1.23 : Principe de déphaseur pur : concept (a), allure des phases (b), allure des TPG (c)

Lorsque le TPG, τ , est constant dans une bande de fréquences (ici entre f_1 et f_2), alors la phase $\Phi(f)$ sera pratiquement linéaire :

$$\Phi(f) = -2\pi\tau f + \Phi(0).$$

Donc, lorsque on a des TPGs constants, respectivement τ_P et τ_N pour PGD et NGD dans cette même bande de fréquences, leurs phases seront :

$$\Phi_P(f) = -2\pi\tau_P f + \Phi_P(0) = -2\pi\tau_P(f - f_1) + \Phi_P(f_1),$$

$$\Phi_N(f) = -2\pi\tau_N f + \Phi_N(0) = -2\pi\tau_N(f - f_1) + \Phi_N(f_1).$$

Si les circuits à TPG positifs et négatifs (PGD et NGD) sont parfaitement adaptés entre eux et de gain constant, la phase de l'ensemble $\Phi_T(f)$ est égale à la somme de leurs phases :

$$\Phi_T(f) = \Phi_P(f) + \Phi_N(f) = -2\pi(\tau_N + \tau_P)(f - f_1) + [\Phi_P(f_1) + \Phi_N(f_1)]$$

Clairement, si on a $\tau_N = -\tau_P$, la phase totale ne dépend pas de f et s'écrit :

$$\Phi_T(f) = \Phi_P(f_1) + \Phi_N(f_1).$$

Pour valider ce concept, un premier démonstrateur simple a été réalisé en cascade d'une ligne de transmission classique faisant office de circuit PGD et un circuit actif RLC testé au chapitre précédent pour la partie NGD.

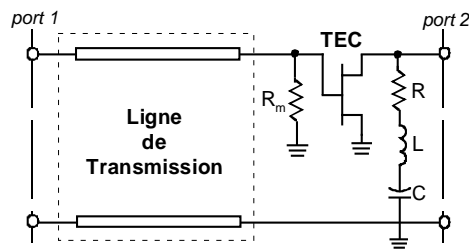


Fig. 1.24 : Premier prototype de déphaseur « pur »

Une méthode de synthèse est détaillée en [2], [17], [25], [26], [27] et permet d'obtenir pour chaque bloc des pentes de phase se comportant comme des droites linéaires de pente identique en valeur absolue et de signe opposé. Les éléments de réglage sont évidemment globalement les mêmes que pour un circuit à TPG négatif (Tableau 1.2). Le point de départ de la synthèse de ce déphaseur est fixé par la valeur de la phase constante souhaitée Φ ainsi que sa fréquence centrale ω_0 et sa largeur de bande $\Delta\omega$. Ceci permet de trouver la longueur de la ligne ou la pulsation ω_1 en inversant l'équation $\varphi_{ps}(\omega_0) = \Phi$.

Le schéma détaillé et le masque correspondant [25] sont décrits à la Fig. 1.25 où les lignes générant la partie à TPG positif PGD sont réparties entre les deux bouts de lignes d'accès et les bouts de ligne microruban entre les éléments localisés pour un circuit de dimension totale d'environ 20 mm. S'agissant d'un déphaseur amené à être intégré dans une chaîne de réception ou d'émission, une attention supplémentaire a été portée sur l'adaptation aux accès à l'aide des résistances R_1 et R_2 .

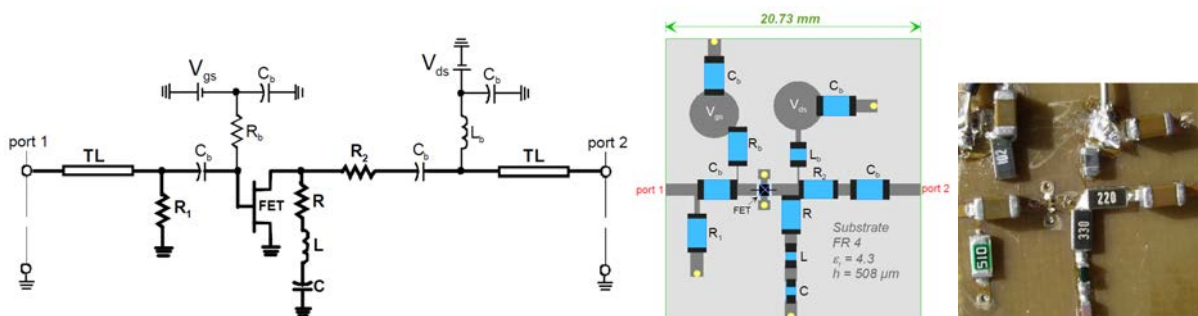


Fig. 1.25 : Schéma détaillé avec circuit de polarisation (en trait fin) du déphaseur, masque et photo ($R_1 = 51\Omega$, $R_2 = 22\Omega$, $R = 33\Omega$, $L = 4.7\text{ nH}$, $C = 1\text{ pF}$, $C_b = 22\text{ }\mu\text{F}$, $L_b = 220\text{ nH}$, $R_b = 1\text{ k}\Omega$), avec un TEC EC2612 ($V_{gs} = -0.1\text{ V}$, $V_{ds} = 3\text{ V}$, $I_{ds} = 30\text{ mA}$) pour les bouts de lignes TL ($w = 952\text{ }\mu\text{m}$, $d = 6.2\text{ mm}$)

Les performances simulées et mesurée du déphaseur (Fig. 1.26) montrent une concordance simulation-mesure satisfaisante (il n'existe pas de modèle grand-signal ou non-linéaire de ce transistor) et meilleure entre 0,5 et 1,8 GHz. Ainsi, une chute du minimum de gain est observée, il passe de 1,5 dB en simulation à -2,7 dB en mesure. L'adaptation est meilleure que 10 dB entre 1,1 et 2 GHz et la mesure de phase présentant une platitude indiquant une phase de $90^\circ \pm 5^\circ$ entre 1,08 GHz et 2,42 GHz, ce qui correspond à une largeur de bande relative de 76,5 %, meilleure que celle issue de la simulation. Enfin, le TPG mesuré passe légèrement en négatif entre 1,4 GHz et 2 GHz et est bien quasi nul (inférieur à 0,1 ns) entre 1,15 GHz et 2,4 GHz.

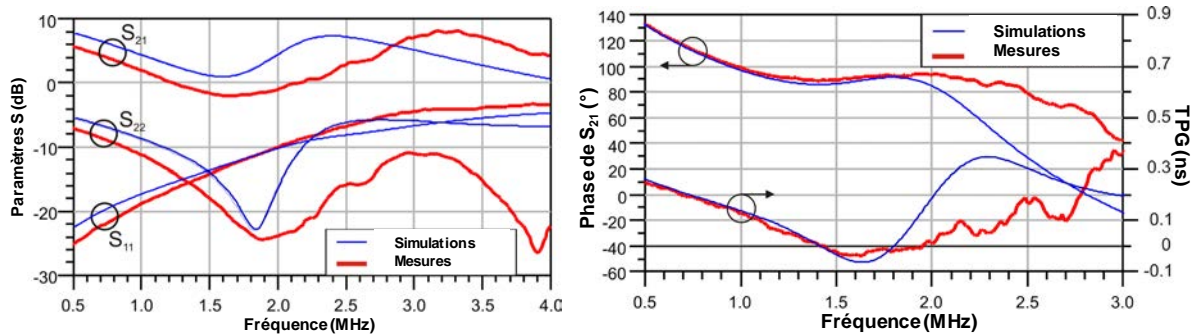


Fig. 1.26 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés, de la phase de S_{21} et du TPG

Une structure à deux étages (2 transistors EC2612 et 2 cellules RLC) a également été réalisée avec pour objectif d'accroître la largeur de bande et d'atteindre une phase constante en transmission autour de $-90^\circ \pm 5^\circ$ de 0,2 à 1,4GHz, un gain autour de 10 dB (avec une platitude améliorée) et pour une adaptation meilleure que 10 dB entre 0,2 GHz et 2 GHz. Ce circuit s'est avéré instable vraisemblablement à cause du réseau de polarisation qui est commun aux 2 transistors ; cette polarisation par self de Choke est limitée en largeur de bande, ce qui crée une contre-réaction parasite à certaines fréquences.

Ces premières expérimentations ont permis d'identifier des voies d'améliorations pour élargir la bande et améliorer les performances de ces déphaseurs : i) utiliser un transistor dont les modèles « large-signal » et/ou « non-linéaire » soient disponibles, ii) minimiser le nombre d'étages actifs pour réduire le risque d'instabilité et également pour réduire le gain hors-bande et iii) utiliser un réseau de polarisation dédié au large-bande, e.g. polarisation active.

En prenant en compte ces critères, le déphaseur « pur » de la Fig. 1.27 a été réalisé en utilisant le modèle non-linéaire, il requiert un seul transistor pour la partie RF (TEC ATF-34143) polarisé par charge active (même TEC) en association avec 3 cellules résonantes RLC.

La phase de S_{21} mesurée vaut respectivement $145^\circ \pm 10^\circ$ de 102 MHz à 935 MHz (bande relative de 160 %), pour un gain en moyenne de 2 dB avec une platitude de ± 2 dB de 50 MHz à 950 MHz (Fig. 1.28). L'adaptation dans cette même bande est meilleure que -9 dB et des mesures large-bande ont permis de lever tout doute sur la stabilité.

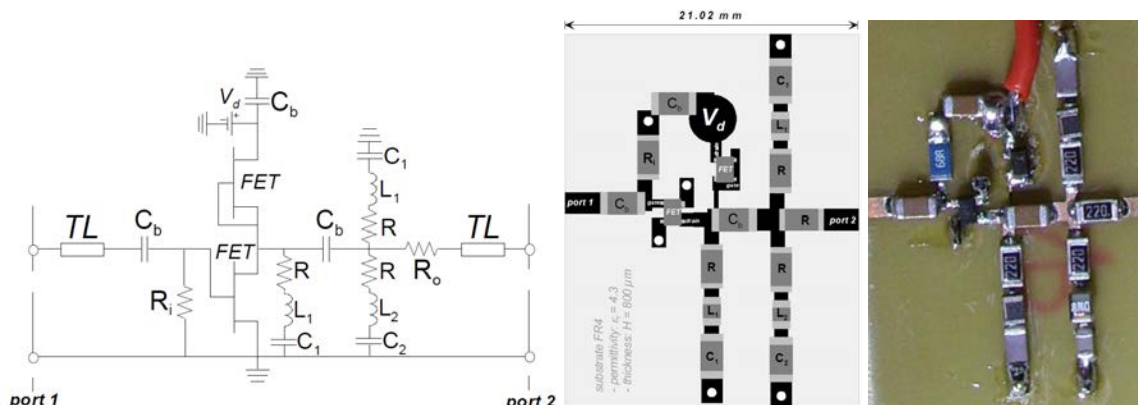


Fig. 1.27 : Schéma du déphaseur, masque et photo, avec une polarisation par charge active (TEC ATF-34143, $V_d=2V$, $I_d=100$ mA), $R_i = 68 \Omega$, $R_o=R=22 \Omega$, $L_1 = 5,6$ nH, $L_2 = 8$ nH, $C_1 = 30$ pF, $C_2 = 6,8$ pF, $C_b = 100$ nF, TL ($d = 13,23$ mm)

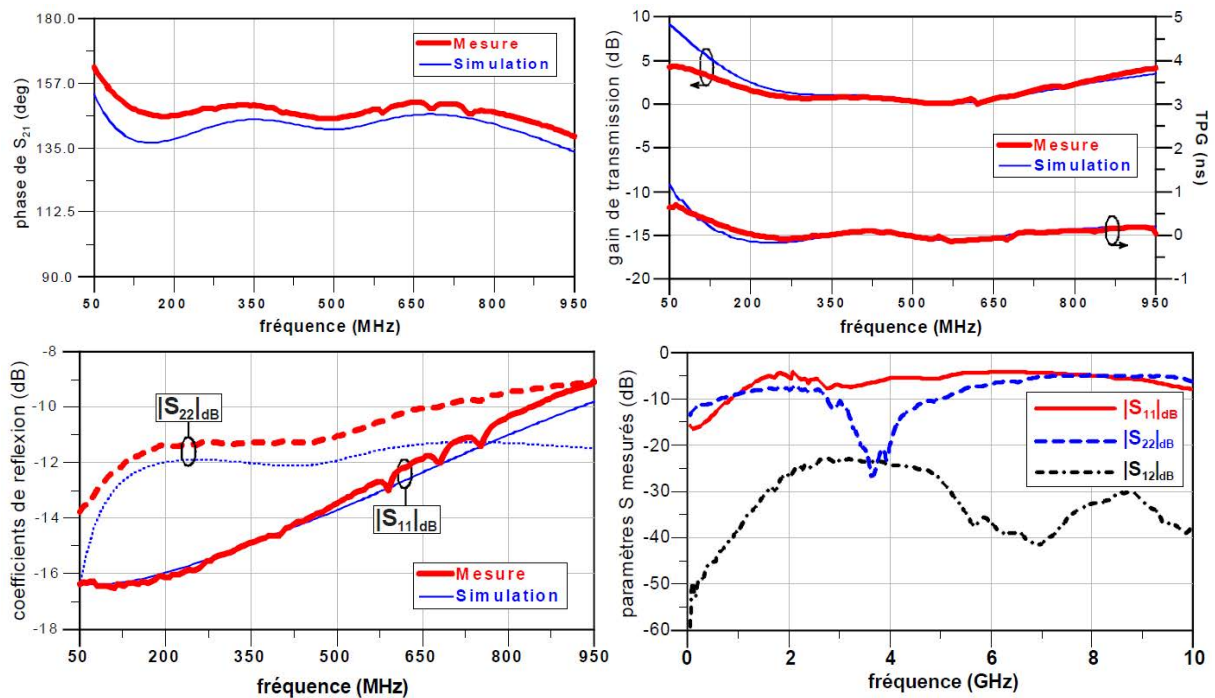


Fig. 1.28 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés, de la phase de S_{21} et du TPG

Nous venons de mettre en évidence l'intérêt de circuits à TPG négatif actif pour la réalisation d'un nouveau type de déphaseur. Ces déphaseurs ont l'avantage de présenter une phase en transmission constante (au lieu d'une différence de phase pour les déphaseurs conventionnels). La largeur de bande relative obtenue est conséquente, potentiellement supérieure à 100% avec une compensation totale des pertes, voire même une bonne platitude du gain, tout en maintenant une simplicité relative de conception.

Cependant, ces déphaseurs présentent deux inconvénients liés à l'utilisation de transistors : i) leur non-réciprocité garantit une bonne isolation (S_{12}) mais limite leur utilisation dans des applications duales d'émission/Réception et ii) le facteur de bruit (NF) devra être étudié avec précision si ces circuits sont mis en œuvre dans les 1^{ers} étages d'un système de réception.

La faisabilité de l'intégration de ce type de déphaseur dans des fonctions plus complexes, voire de rendre ces déphaseurs réglables est étudiée à la section suivante.

1.2.4 Autres exemples d'applications

Cette section présente quelques exemples d'idées ou d'applications originales réalisables à l'aide de ces déphaseurs purs.

Balun actif à TPG négatif

Un balun (Fig. 1.29.a) est un composant trois ports avec une entrée et deux sorties équilibrées qui fournissent des tensions ayant les mêmes amplitudes ($|v_{out}^+| = |v_{out}^-|$) comme pour un diviseur de puissance mais en opposition de phase ($|\varphi_{v_{out}^+} - \varphi_{v_{out}^-}| = 180^\circ$).

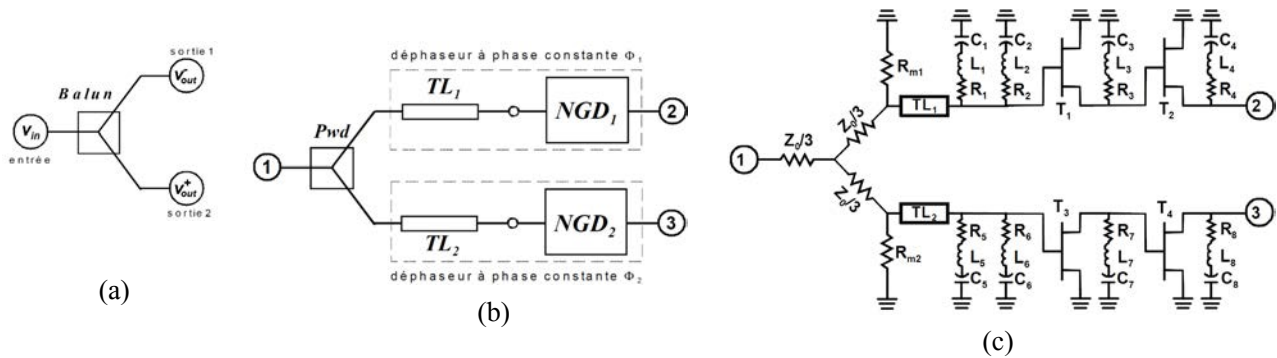


Fig. 1.29 : Représentation schématique d'un balun (a), architecture du balun actif (b), Schéma du balun à phase constante ($Z_0 = 50 \Omega$, $R_1 = 83 \Omega$, $R_2 = 120 \Omega$, $R_3 = 22 \Omega$, $R_4 = 42 \Omega$, $R_5 = 40 \Omega$, $R_6 = 43 \Omega$, $R_7 = 11.5 \Omega$, $R_8 = 36 \Omega$, $R_{m1} = 120 \Omega$, $R_{m2} = 150 \Omega$, $L_1 = 994 \text{ pH}$, $L_2 = 315 \text{ pH}$, $L_3 = 271 \text{ pH}$, $L_4 = 531 \text{ pH}$, $L_5 = 3.28 \text{ nH}$, $L_6 = 6.55 \text{ nH}$, $L_7 = 1.35 \text{ nH}$, $L_8 = 3.06 \text{ nH}$, $C_1 = 2.78 \text{ pF}$, $C_2 = 2.61 \text{ pF}$, $C_3 = 2.43 \text{ pF}$, $C_4 = 2.36 \text{ pF}$, $C_5 = 0.57 \text{ pF}$, $C_6 = 0.1 \text{ pF}$, $C_7 = 0.69 \text{ pF}$, $C_8 = 0.63 \text{ pF}$, $TL1$ ($d_1=4.49 \text{ mm}$, $Zc1 = 50 \Omega$), et $TL2$ ($d_2=24.89 \text{ mm}$, $Zc2 = 50 \Omega$); substrat : $\epsilon_r = 3,5$, $h = 508 \mu\text{m}$, TEC EC2612

La Fig. 1.29.b décrit l'architecture d'un balun à base de déphaseurs « purs » ou à phase constante [28]. Il est constitué d'un diviseur de puissance 1 x 2 (3 dB) et de deux branches de sortie. Dans cette étude nous avons pris un diviseur résistif 6 dB pour pouvoir fonctionner sur une bande plus large Fig. 1.29.c). Chacune des branches de sortie est composée d'un déphaseur à TPG négatif, formée d'une ligne de transmission classique et de circuits NGD en cascade ($TL_1 + NGD_1$ et $TL_2 + NGD_2$). Pour réaliser la fonction balun, deux sorties en opposition de phase sont synthétisées et optimisées pour obtenir un balun dit 90° , c'est-à-dire générant deux sorties -90° et $+90^\circ$ ou -270° . On souligne ici qu'outre la faculté d'avoir du gain grâce à l'utilisation des TECs, ce balun présente une forte isolation entre les branches grâce à la non réciprocity des transistors. Les résultats issus de simulation (Fig. 1.30) montre une bonne platitude de phase dans chaque branche, i.e. respectivement $-90^\circ (\pm 10^\circ)$ pour la branche 1-2 et $-270^\circ (\pm 10^\circ)$ pour la branche 1-3, et une différence $180^\circ \pm 9^\circ$ entre 3 GHz et 6 GHz (bande relative de 66%). Les pertes d'insertion $|S_{21}|_{\text{dB}}$ et $|S_{31}|_{\text{dB}}$ sont au-dessus de -2,4 dB et les réflexions aux accès $|S_{11}|_{\text{dB}}$ et $|S_{22}|_{\text{dB}}$ inférieures à -11 dB dans la même bande de fréquences et $|S_{33}|_{\text{dB}}$ est seulement meilleure que -9 dB. Finalement, la platitude du gain ($||S_{31}|_{\text{dB}} - |S_{21}|_{\text{dB}}|$) est tout à fait satisfaisante et bien inférieure à 1,1 dB de 3,5 à 6 GHz et l'isolation entre les ports 3 et 2 est meilleure que 50 dB.

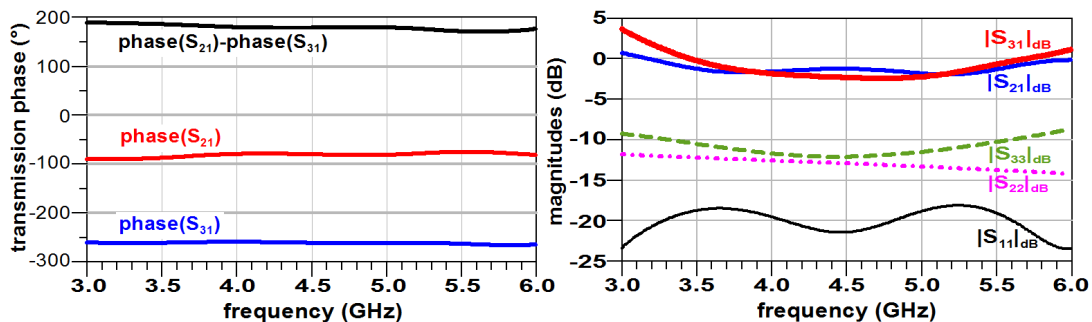


Fig. 1.30 : Paramètres S et réponses en phase simulés

Les principales performances de ce balun [28] et notamment la variation des coefficients de transmission S_{21} et S_{31} et de leurs déphasages dans la bande 3,5-5,5 GHz sont résumées au Tableau 1.3.

Pertes d'insertion	Magnitude(dB)		Phase (deg.)	
	Min.	Max.	Min.	Max.
S_{21}	-1.9	-1.2	-87.5	-79
S_{31}	-2.4	-0.2	-263.5	-260

Tableau 1.3 : Synthèse des performances du balun de la Fig. 1.29.c entre 3,5 et 5,5 GHz

Remarques :

Comme la phase en transmission est constante dans chacune des voies, cela signifie que le TPG (ou le retard induit dans cette bande de fréquences) est quasi négligeable. Le balun se révèle ainsi entièrement compensé en gain et en retard.

La stabilité de ce circuit a été étudiée et vérifiée en cosimulation avec les paramètres S du transistor.

Etude d'un déphaseur « pur » accordable [29]

Le principe du déphaseur « pur » nécessite un réglage séparé des pentes de phase positive et négative pour qu'elles restent identiques en valeur absolue tout en modifiant comme souhaité la valeur cumulée et que celle-ci reste constante sur une bande de fréquences donnée. Pour obtenir une variation de phase sur une plage importante, tout en gardant la phase en transmission constante (TPG nul), des varactors sont utilisées comme éléments de réglage de par leurs faibles consommations et la possibilité de réglage des pentes de phase (positive pour le circuit à TPG négatif et négative pour la partie à TPG positif) dans chacune des parties.

La partie PGD (en pratique, cette partie est divisée en 2) est réalisée à l'aide de lignes de transmission chargées par des varactors alors que la partie NGD est constituée d'une cellule en T, nommée « Broadband matched bridged Tee Network ». La plage de réglage du déphasage induit un risque fort de désadaptation inter-étage selon le réglage des varactors. C'est intrinsèquement le cas pour les lignes chargées par des varactors où l'impédance caractéristique de la ligne dépend directement de la valeur de cette capacité variable mais aussi potentiellement pour la structure à TPG négatif selon la topologie retenue. L'architecture initiale (Fig. 1.23 et Fig. 1.24) a donc été entièrement modifiée pour assurer une adaptation aux accès des étages PGD et inter-étage satisfaisante Fig. 1.31).

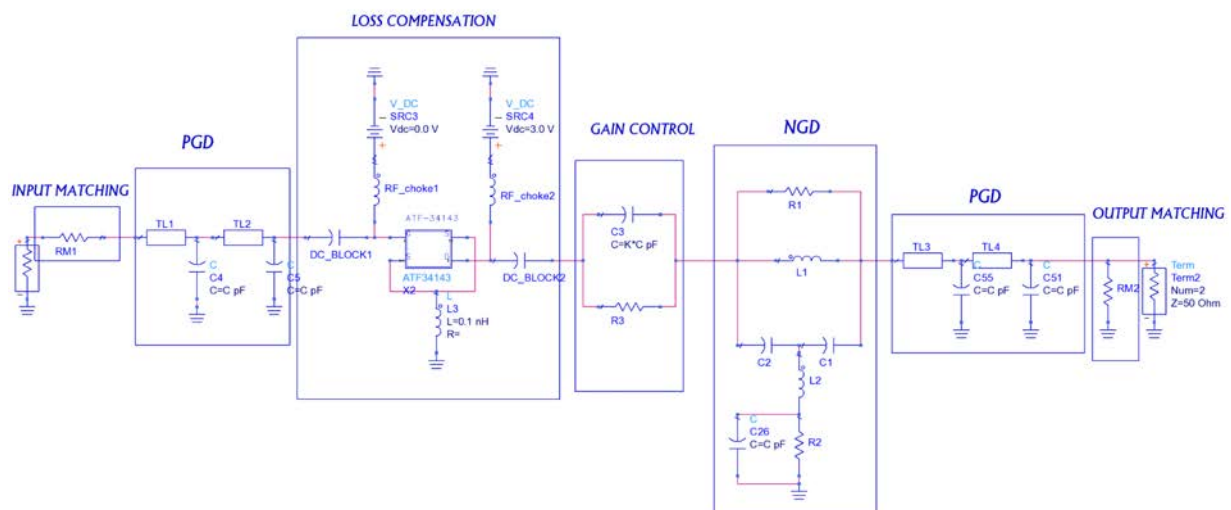


Fig. 1.31 : Schéma ADS du déphaseur pur accordable (C représente la capacité variable de 0,6 à 6 pF)

Ainsi, la cellule en T a été choisie pour la partie NGD car elle présente effectivement un FoM₃ intéressant, gage d'un bon compromis entre pertes, valeur et bande de TPG négatif mais surtout pour sa bande adaptée (S₁₁) bien plus large [11] que les autres approches et ceci pour toute la plage de réglage des varactors. A noter que toutes les varactors sont alimentées par une même polarisation.

La cellule en T est comparée ici (Tableau 1.4 et Tableau 1.5) à d'autres cellules dans une configuration entièrement passive dans laquelle l'interaction avec le transistor n'est pas prise en compte, le comportement peut donc différer de celui présenté aux sections précédentes. Un nouveau facteur de mérite, issu de celui que nous avons proposé en [2], a été développé en [30] pour pouvoir comparer ces structures entièrement passives :

$$FoM_3 = \frac{\Delta f_{(\tau < 0)} \times |\tau(\omega_0)|}{\sqrt{|S_{21max, dB}|}}$$

où |S_{21max, dB}| représente l'atténuation du signal à f₀.

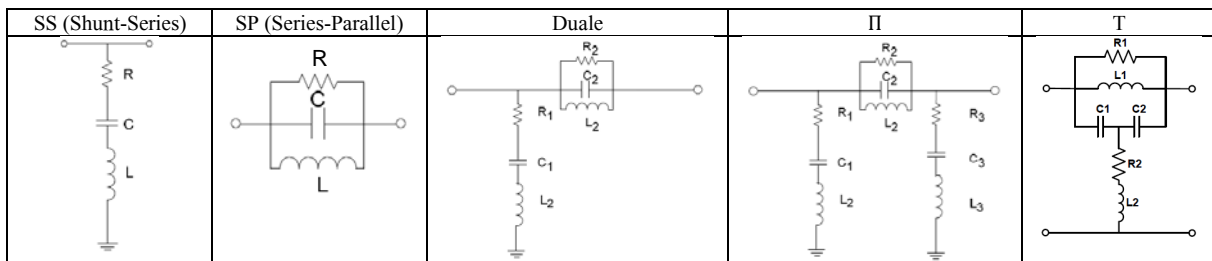


Tableau 1.4 : Topologies comparées pour la réalisation d'un déphaseur pur accordable

Topologies	S ₁₁ _{dB}	S ₂₁ _{dB}	τ(ω ₀) ns	Δf _{τ<0} (MHz)	FoM ₃
SS	-5	-8	-2	150	0.106
SP	-9.2	-4.7	-1.5	90	0.062
DUAL	-8.	-17	-6	120	0.0174
Π	-40	-10	-6	80	0.151
TEE	-38	-26	-3	400	0.235

Tableau 1.5 : Comparaison des performances des topologies du Tableau 1.4 pour une fréquence de résonance de 1 GHz

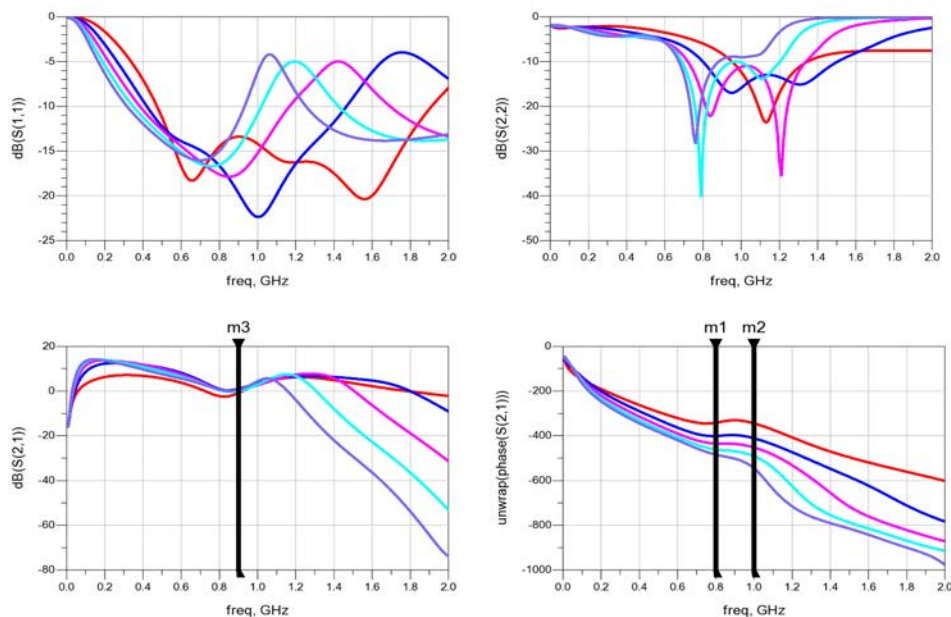


Fig. 1.32 : Paramètres S du déphaseur pur accordable (pour C de 0,6 à 6 pF)

Les co-simulations (paramètres S + simu EM) montrent pour la bande 0,8-1 GHz une adaptation en sortie satisfaisante (< -10 dB) mais plus délicate à résoudre à l'entrée (< -6 dB), la compensation des pertes est satisfaisante à $0 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ et une variation de la phase en transmission supérieure à 145° avec une platitude inférieure à $\pm 10^\circ$ exceptée pour les valeurs importantes de la varactor. L'étude de la stabilité (paramètres S, modèle non-linéaire et sondes de paramètres S) révèle un comportement inconditionnellement stable.

Remarques :

Cette étude montre la possibilité d'obtenir une variation de la phase en transmission et que celle-ci reste constante sur une bande de fréquence donnée pour l'ensemble de la plage de variation.

Illustration de l'apport potentiel des déphaseurs purs accordables pour les antennes réseaux à alimentation série

Les déphaseurs purs accordables apparaissent intéressants pour être appliqués dans des antennes à réseaux phasés, ou plus explicitement antenne réseau à commande de phase, dans lesquelles classiquement (Fig. 1.33.a) le dépointage de faisceaux est réalisé à l'aide de déphaseurs. D'autres structures d'antennes à réseaux phasés existent, telles que les antennes réseaux à alimentation série (Fig. 1.33.b et .c). Ce schéma d'alimentation, par rapport au schéma classique, est compact, plus simple, surtout lorsque le nombre des éléments de l'antenne augmente.

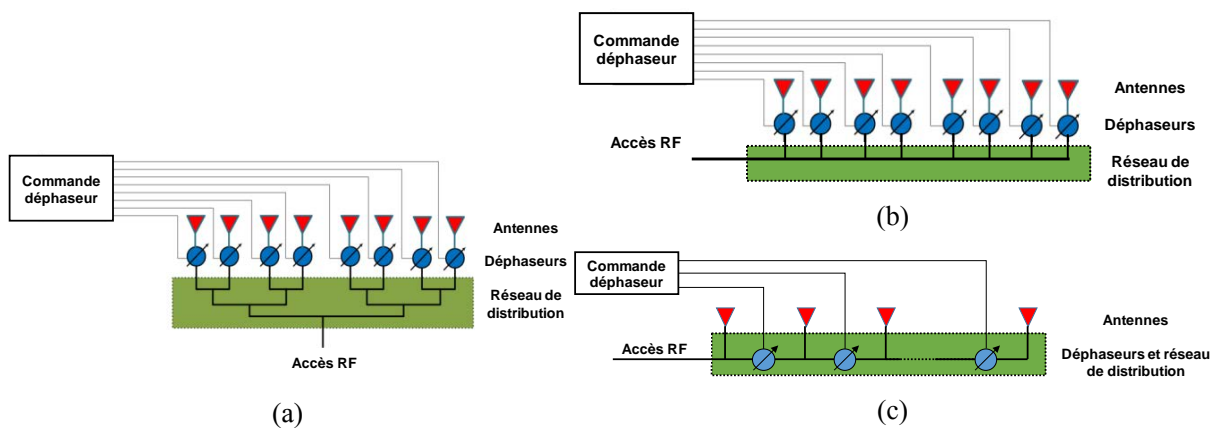


Fig. 1.33 : Positionnement des déphaseurs dans les différents schémas d'alimentation d'antennes réseaux : alimentation parallèle (Corporate-fed linear phased array antenna) (a), alimentation série (Series-fed linear phased array antenna) (b) et (c)

Dans la configuration parallèle (Fig. 1.33.a), les déphaseurs true-time delay (ou lignes à retard commutées), présentant un TPG constant en fonction de la fréquence, sont à privilégier [31] par rapport à des déphaseurs classiques pour éviter les problèmes de dépointage de faisceau et autres dégradations des performances de l'antenne réseaux en fonction de la fréquence. Cependant, cette technique ne peut pas être mise en œuvre dans le cas d'alimentation séries car les réseaux d'alimentation série sont sensibles à la fréquence ce qui entraînent des restrictions de bande passante. En effet, lorsque la fréquence est modifiée, la phase au niveau des éléments rayonnants change proportionnellement à la longueur de la ligne d'alimentation provoquant ainsi un dépointage du faisceau. Cette propriété est d'ailleurs utilisée dans des réseaux à dépointage fréquentiel (Series-fed Frequency-Scanning Array). Une approche nouvelle pour compenser le dépointage du faisceau en fonction de la fréquence et ainsi pouvoir utiliser un alimentation série pour des signaux large-

bande a été proposée dans [32], où la Fig. 1.34.a représente cette ligne innovante entre 2 antennes alimentées en série. L'idée consiste à intercaler (en reprenant d'ailleurs notre concept de déphaseur pur) un circuit actif à TPG négatif (NGD network) dans la ligne d'interconnexion entre les 2 antennes de manière à ce que les pertes soient compensées et le TPG nul. Ainsi, la ligne d'alimentation est « transparente » sur une largeur de bande donnée.

Des amplificateurs (Fig. 1.34.b) sont rajoutés dans les branches en aval des éléments rayonnants pour permettre une alimentation à des niveaux identiques des éléments rayonnants et pour isoler l'éventuel changement d'impédance de cette branche parallèle vue de la ligne d'alimentation en fonction de la fréquence. Au final, des déphaseurs « true-time-delay » (à lignes commutées) sont également introduits (Fig. 1.34.c) dans ces branches parallèles pour créer le dépointage.

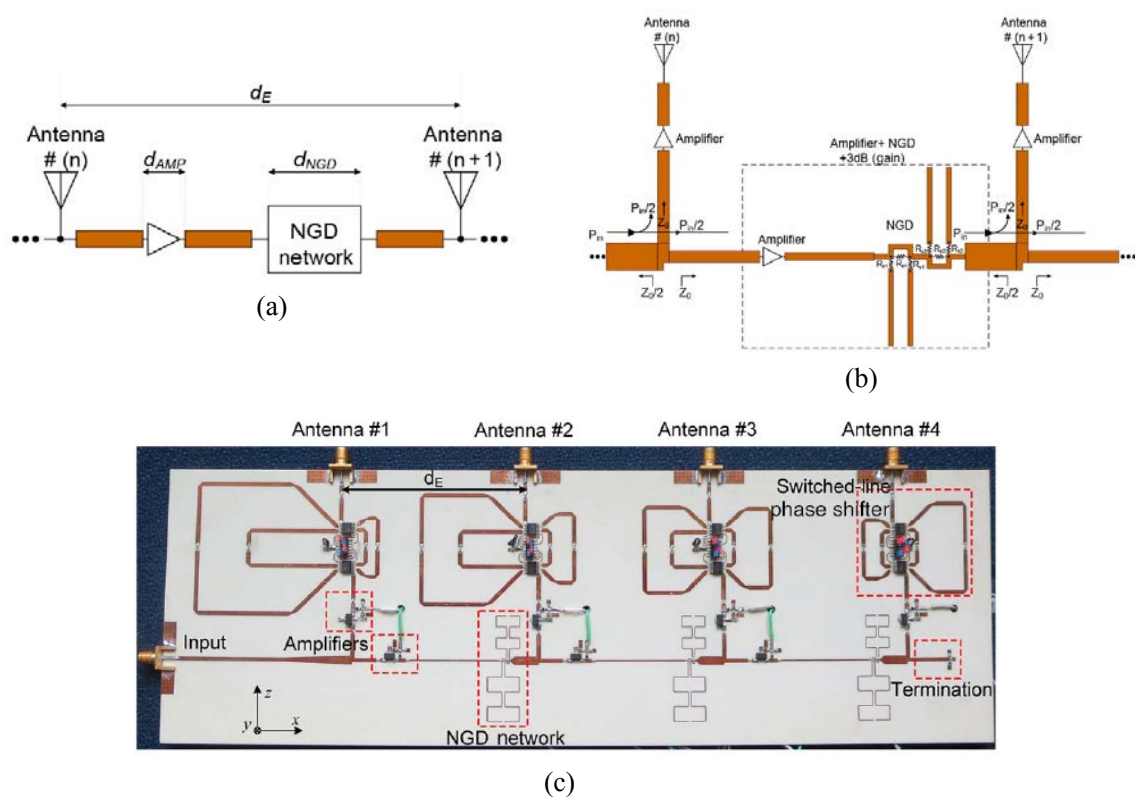


Fig. 1.34 : Antenne réseau à alimentation série à ligne d'alimentation compensée par circuit à TPG négatif (NGD) : schéma de principe entre 2 antennes (a), schéma détaillé entre 2 antennes (b), photo du circuit d'alimentation série complet (c)

Les circuits à TPG négatif mis en œuvre correspondent à une version distribuée en π de celle étudiée au Tableau 1.4. Cette étude a montré expérimentalement (en fréquentiel) un très bon comportement avec un faible dépointage en fonction de la fréquence (bande de 44% autour de 1,25 GHz) mais aussi en temporel où la transmission d'impulsion ultra-courte (6ns) a pu être vérifiée avec très peu de distorsion.

Cependant, cette approche comporte plusieurs limitations, telle que la non-réciprocité (la structure ne fonctionne ici qu'en émission), et surtout elle nous a semblé pouvoir être simplifiée en regroupant la partie « ligne compensée en gain et en TPG » et la partie « dépointage » liée aux déphaseurs.

Cet objectif de simplification a motivé l'étude du déphaseur pur accordable décrit à la section précédente (Fig. 1.31 et Fig. 1.32) dans l'objectif de substituer le réseau d'alimentation constitué de la structure à ligne d'alimentation par NGD fixe et des déphaseurs commutés (Fig. 1.35.a) par celle de la (Fig. 1.35.b) intégrant un seul composant : le déphaseur pur accordable. De plus, l'utilisation d'un déphaseur à réglage continu permettrait d'avoir une variation continue du dépointage et un réglage supplémentaire pour compenser les éventuelles imperfections par un réglage fin et individuel de chaque ligne d'alimentation.

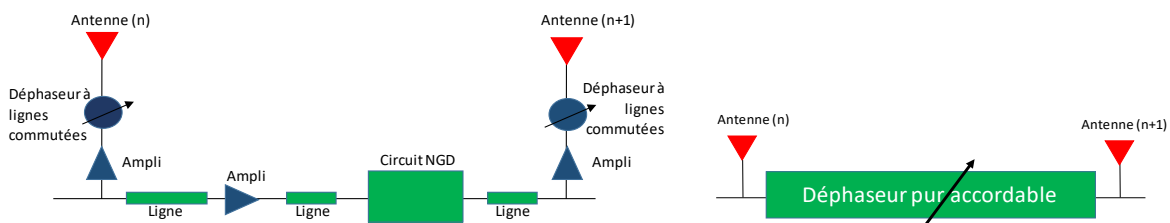


Fig. 1.35 : Illustration du réseau d'alimentation série « compensé » : structure initiale [32] (a), architecture proposée (b)

Remarques :

Comme évoqué ci-dessus les déphaseurs true-time delay (TTD) sont plus pertinents que des déphaseurs classiques (à différence de phase constante) pour des applications large-bande et ce choix est donc judicieux dans le contexte de [32]. Cependant, les lignes commutées des déphaseurs TTD deviennent particulièrement encombrantes lorsque la taille du réseau augmente, les déphaseurs purs accordables possèdent donc en termes d'encombrement un avantage supplémentaire tout en permettant une compensation des lignes inter-antennes.

La réalisation d'un prototype de déphaseur pur accordable pour cette application d'antennes réseaux à alimentation série nécessitera de faire passer le gain de 0 dB à 3 dB pour compenser la division de puissance liée à la distribution série et surtout d'atteindre une plage de variation de 360° pour couvrir l'ensemble des besoins.

1.3 Circuits à base d'éléments non-Foster

1.3.1 Introduction et contexte

Cette section présente des résultats de recherche obtenus dans le cadre de la thèse de Saadou AlMokdad [4] portant sur des « Circuits Non-Foster Appliqués aux Systèmes Full-Duplex » menée en cotutelle avec l'Université Libanaise.

Cette partie concerne majoritairement la partie étude, réalisation et validation de différentes topologies de circuits Non-Foster (NF) ainsi que leur application à la réalisation de déphaseurs et à l'adaptation d'antennes électriquement petites (ESA : Electrically Small Antenna). La mise en application de ces composants pour du découplage d'antennes dans un système Full-Duplex compact sera présentée au chapitre 3.

Il a été démontré assez récemment [3] qu'un circuit actif à TPG négatif (i.e. à pertes compensées) correspond à un composant réactif ayant un comportement de type Non-Foster. Ainsi, un circuit actif à TPG négatif peut être utilisé pour obtenir une capacité ou une inductance négative. Réciproquement des circuits à inversion d'impédance de type NIC peuvent être utilisés pour générer des circuits actifs à TPG négatif.

Chacune des approches présentent a priori des avantages et inconvénients distincts :

- Utiliser des circuits à TPG négatif pour obtenir des capacités et selfs négatives permet d'obtenir des composants réactifs Non-Foster de bonne qualité (coefficient de qualité Q), ayant en général une bonne stabilité mais avec une bande assez faible et un comportement unilatéral,
- A contrario, les designs classiques de type convertisseurs ou inverseurs à impédance négative (NIC ou NII) sont moins prévisibles en termes de stabilité et de fonctionnement mais permettent un comportement plus large-bande et bilatéral.

Nous avons souhaité mettre à profit l'expérience acquise lors de la réalisation de circuits actifs à TPG négatifs pour développer des composants Non-Foster large-bande ou multi-bande bilatéraux dédiés dans un premier temps à la réalisation de déphaseurs et à l'adaptation d'antenne.

1.3.2 Etude et conception de circuits non-Foster

Ronald M. Foster a montré en 1924 que tout dispositif passif de type dipôle, c'est-à-dire des composants classiques telles que des capacités et inductances positives ou toutes combinaisons de ces dernières, présente une pente de sa réactance ou susceptance en fonction de la fréquence toujours positive :

$$\frac{\partial X}{\partial \omega} > 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial B}{\partial \omega} > 0$$

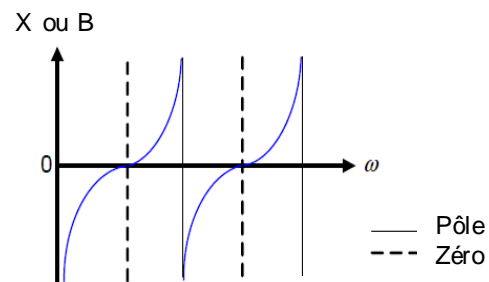


Fig. 1.36 : Evolution des réactances et susceptances de composants classiques, dits « Foster »

Ce théorème est une conséquence du principe de conservation d'énergie. La représentation sur l'abaque de Smith du coefficient de réflexion de dipôles de type « Foster » présente toujours une rotation dans le sens horaire en fonction des fréquences croissantes.

Il est cependant possible, mais uniquement à l'aide composants actifs, d'obtenir un dipôle ne respectant pas le comportement décrit à Fig. 1.36, et qui sera alors appelé composant non-Foster (NF).

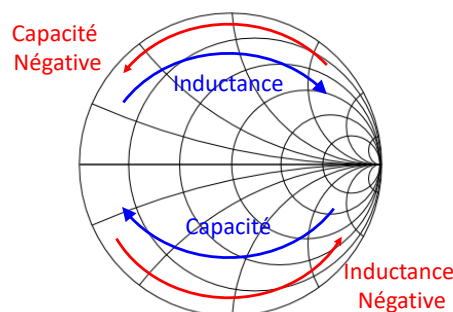


Fig. 1.37 : Evolution sur l'abaque de Smith du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour des composants Foster et non-Foster

Ces capacités et inductances négatives présentent alors un sens de rotation anti-horaire en fonction de la fréquence sur l'abaque de Smith. Ces composants n'existent pas « naturellement » et ce comportement ne peut être obtenu qu'à partir de composants actifs (dans le sens d'un composant consommant de l'énergie issue d'une alimentation DC), tels que des transistors ou des diodes à effet Tunnel. Les premiers dispositifs NF réalisés en 1951 [33] reposent sur le principe de convertisseur à impédance négative (NIC : Negative Impedance Converter) et étaient réalisés à l'aide de tubes à vide. En 1953, Linville [34] a proposé une première version à base de transistors et depuis, de nombreuses variantes ont été proposées, toutes n'étant pas forcément mises en œuvre en pratique en raison de difficultés à obtenir des circuits stables.

Concrètement, ces composants non-Foster peuvent être créés majoritairement à partir de convertisseurs ou inverseurs d'impédances négatives (NIC : Negative Impedance Converters, NII : Negative Impedance Inverters). Ces convertisseurs sont représentés à la Fig. 1.38 où Z_L représente l'impédance de charge du convertisseur dont on souhaite modifier le signe ou inverser.

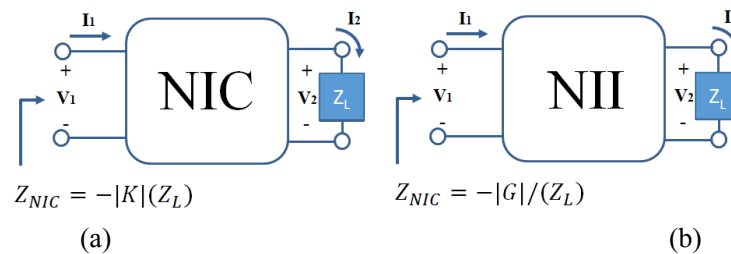


Fig. 1.38 : Convertisseur d'impédance négative (NIC) (a), Inverseur d'impédance négative (NII) (b)

De nombreuses configurations de circuits NIC et NII sont possibles pour obtenir des composants non-Foster, le Tableau 1.6 recense les différentes catégories les plus étudiées et quelques critères de choix sont donnés à suivre :

- Ces topologies, notamment les topologies de Linvill [34] et leurs variantes, sont généralement décrites sur la base de transistors bipolaires PNP ou NPN mais des TEC (Transistor à Effet de Champ) peuvent être également utilisés,
- L'utilisation de composants actifs, e. g. des transistors, (y compris pour des circuits à TPG actif utilisés comme circuits NF) introduit un comportement unilatéral pour toutes ces topologies (les ports d'entrée et de sortie ont une référence commune), à l'exception de la topologie Linvill qui est bilatérale,
- Les premières topologies de NIC ont été inventées dans les années 1950-1960 et pour de très basses fréquences. Leurs utilisations en RF et hyperfréquences ont fait l'objet de nombreuses études mettant en évidence des fonctionnements très différemment en termes de bruit, de stabilité, de non-linéarité et de sensibilité aux éléments parasites et aux tolérances de fabrication.

La topologie Linvill [34], également appelée Cross Coupled Pair (XCP) à base de TEC a été retenue pour son caractère potentiellement large-bande et car l'architecture est intrinsèquement bilatérale ce qui est requis pour les applications visées. En effet, les circuits à TPG négatif sont quasiment tous résonants donc à bande étroite et unilatéraux.

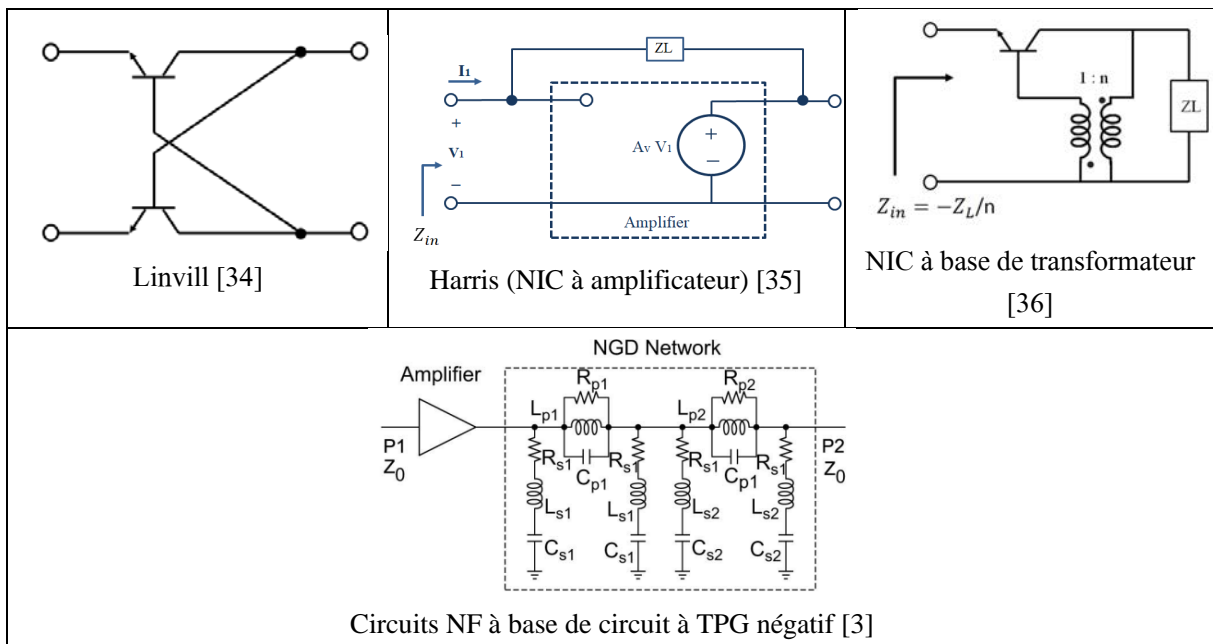


Tableau 1.6 : Illustration des différentes catégories de NIC

Cette structure ayant cependant la réputation d'être potentiellement instable (système bouclé), une étude approfondie de la stabilité a été menée tout en essayant de prendre en compte au maximum les éléments parasites des modèles petits signaux des TEC pour identifier et quantifier leurs contributions sur la partie réelle et imaginaire de l'impédance ramenée.

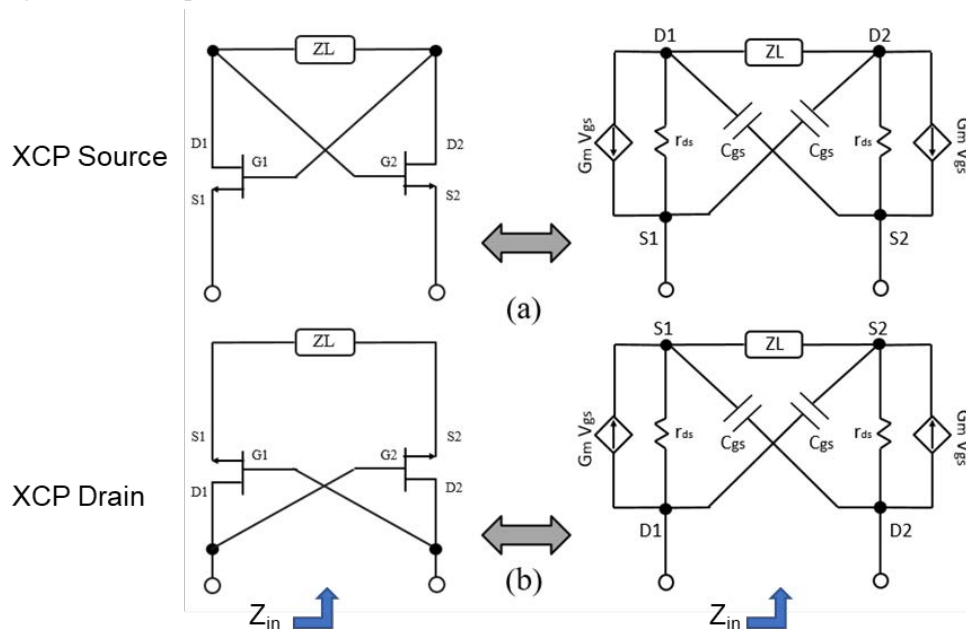


Fig. 1.39 : Configurations XCP Source (a) et XCP Drain et leurs schémas équivalents respectifs

Deux configurations sont possibles (Fig. 1.39), respectivement appelée « topologie XCP Source » (Fig. 1.39(a)) lorsque les sources des transistors correspondent aux accès du circuit NIC et « topologie XCP Drain » (Fig. 1.39(b)) lorsque ce sont les drains des transistors qui y sont connectés.

De manière générale, l'objectif de ces 2 circuits est d'obtenir une impédance d'entrée Z_{in} présentant un signe opposé à l'impédance de charge Z_L :

$$Z_{in} = -k \cdot Z_L$$

Ces schémas équivalents sont des versions simplifiées du modèle équivalent de TEC en hyperfréquence où g_m est la transconductance et dans lesquels C_{gd} , R_i et C_{ds} ont été négligées. Cependant, par rapport à la littérature, nous avons pris en compte C_{gs} et sans faire d'approximation sur la valeur de g_m , nous pouvons calculer des expressions plus détaillées des impédances d'entrée :

$$Z_{in, Source} = \frac{2r_{ds}(C_L + C_{gs})(C_L + C_{gs} + C_L g_m r_{ds})}{(C_L + 2C_{gs} + C_L g_m r_{ds})^2 + (C_{gs} C_L r_{ds} \omega)^2} + j \left(\frac{\frac{1}{\omega}(C_L + 2C_{gs} + C_L g_m r_{ds})(g_m r_{ds} - 1) - C_{gs} C_L r_{ds}^2 \omega (C_{gs} + 2C_L)}{(C_L + 2C_{gs} + C_L g_m r_{ds})^2 + (C_{gs} C_L r_{ds} \omega)^2} \right)$$

$$Z_{in, Drain} = \frac{2r_{ds}(C_L + C_{gs})(C_L + C_{gs} - C_L g_m r_{ds})}{(C_L + 2C_{gs} - C_L g_m r_{ds})^2 + (C_{gs} C_L r_{ds} \omega)^2} + j \left(\frac{\frac{-1}{\omega}(C_L + 2C_{gs} - C_L g_m r_{ds})(g_m r_{ds} + 1) - C_{gs} C_L r_{ds}^2 \omega (C_{gs} + 2C_L)}{(C_L + 2C_{gs} - C_L g_m r_{ds})^2 + (C_{gs} C_L r_{ds} \omega)^2} \right)$$

Dans ces 2 équations, C_L est la capacité de la charge Z_L dont nous souhaitons inverser le comportement.

On retrouve les équations classiques de la littérature en négligeant C_{gs} et en considérant $g_m \cdot r_{ds} \gg 1$:

$$Z_{in, Source} \approx \frac{2}{g_m} - \frac{1}{jC_L \omega} \quad Z_{in, Drain} \approx -\frac{2}{g_m} - \frac{1}{jC_L \omega}$$

Ces équations montrent que même après simplification :

- une partie réelle résiduelle existe,
- il est préférable de choisir un g_m élevé pour minimiser cette partie résiduelle :
 - des transistors de type pHEMT très large bande et à fort g_m existent et sont disponibles dans des packagings de petite taille présentant moins d'effets parasites.

➔ Cependant, de tels transistors peuvent présenter des valeurs de C_{gs} de l'ordre du pF, ce qui nous oblige à reconsidérer les approximations faites ci-dessus qui deviennent : $(C_{gs} + C_L) \ll (C_L \cdot g_m \cdot r_{ds})$ et $g_m \cdot r_{ds} \gg 1$

$$Z_{in, Source} \approx \frac{2(C_L + C_{gs})}{C_L \cdot g_m} - \frac{1}{jC_L \omega} \quad Z_{in, Gain} \approx -\frac{2(C_L + C_{gs})}{C_L \cdot g_m} - \frac{1}{jC_L \omega}$$

Pour réduire ces composantes réelles résiduelles, une première idée a été testée (Fig. 1.41) et elle consiste à mettre en cascade un étage drain (XCP Drain) et un étage source (XCP Source) pour que les parties réelles se compensent.

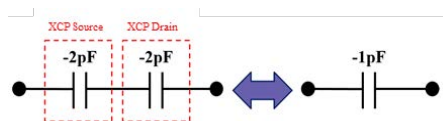


Fig. 1.40 : Illustration de la mise en cascade de topologie XCP source et XCP Drain pour compenser les parties réelles résiduelles

Nos premières simulations (Fig. 1.41) pour obtenir -2 pF pour chaque topologie et en prenant en compte les schémas équivalents complets (Fig. 1.39) de TECs de type pHEMT (VMMK-1218) montrent qu'il est possible d'obtenir des valeurs réelles quasi-opposées. Une mise en cascade permettrait effectivement une réduction de la partie réelle résiduelle qui resterait cependant autour de 3Ω pour cet exemple.

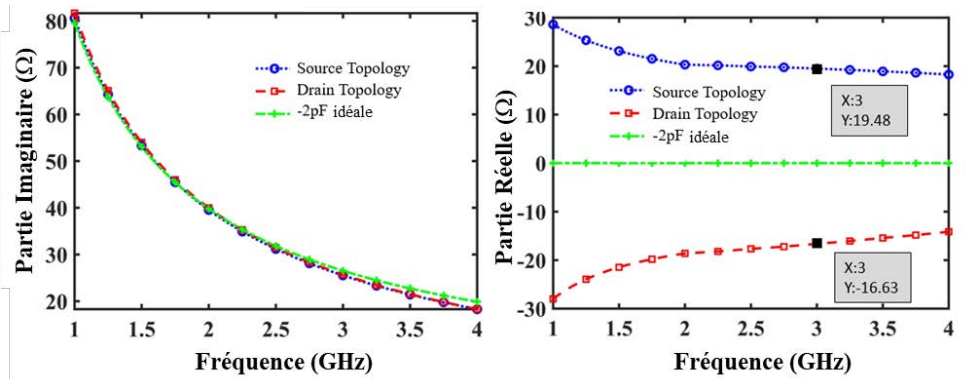


Fig. 1.41 : Impédance d'entrée (partie imaginaire et partie réelle) des configurations XCP Source et XCP Drain relativement à une capacité idéale de -2 pF et leurs schémas équivalents respectifs

Pour compléter l'annulation de la partie résistive, une modification de la topologie XCP Source a été apportée en y insérant une inductance entre Grille et Drain des transistors opposés.

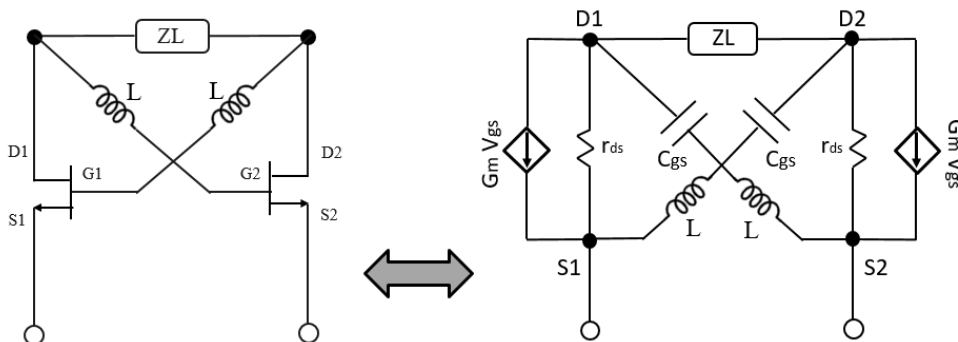


Fig. 1.42 : Topologie XCP Source modifiée et son schéma équivalent

L'équation complète de l'impédance d'entrée a pu être déterminée ([4] p50) et montre qu'il est possible de régler les valeurs de L et de C_L pour obtenir une très bonne compensation de la partie réelle de la partie XCP Drain comme le montre les résultats de simulation (Fig. 1.44) après optimisation des 2 topologies cascades [37] (Fig. 1.43).

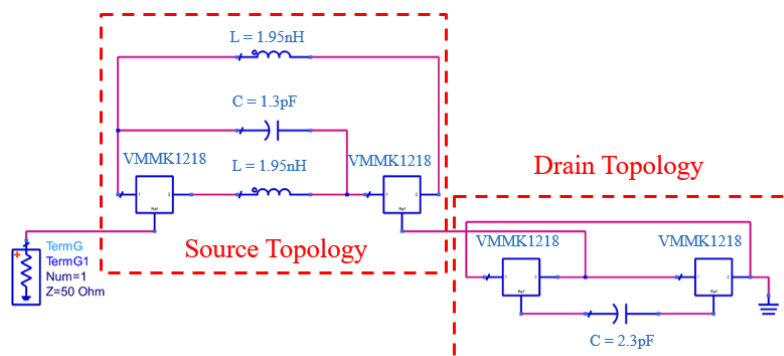


Fig. 1.43 : Schéma de simulation (avec les paramètres S du VMMK-1218) de la mise en cascade des topologies XCP Source modifiée et XCP Drain

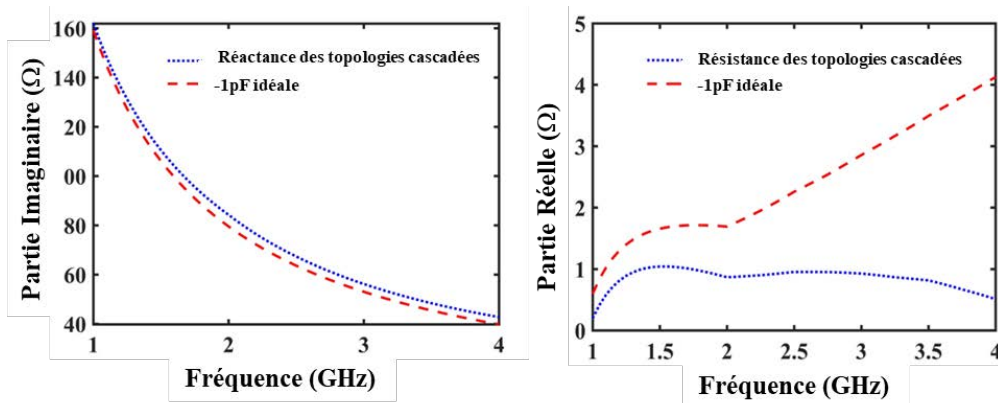


Fig. 1.44 : Parties imaginaire et réelle issues de la mise en cascade avec XCP source modifiée

1.3.3 Inverseur - déphaseur « pur » 180° à base de circuit non-Foster

Sur la base du même principe de déphaseur « pur » que celui décrit à la Fig. 1.23, une topologie de déphaseur actif (Fig. 1.45) issue de [38] et nécessitant des capacités négatives a été retenue pour mettre en œuvre les topologies NF décrites précédemment :

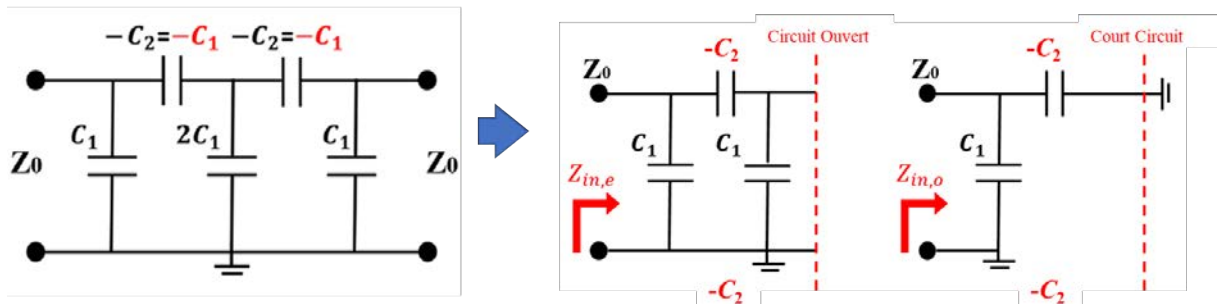


Fig. 1.45 : Topologie de déphaseur actif et schéma équivalent pair (even) et impair (odd)

Pour cette structure symétrique, en utilisant une analyse par modes pair (even) et impair (odd), le paramètre S_{21} est décrit par :

$$S_{21} = \frac{Z_{in,e} - Z_{in,o}}{(Z_{in,e} + 1)(Z_{in,o} + 1)} \quad \text{avec} \quad Z_{in,e} = \frac{C_2 - C_1}{j\omega C_1(2C_2 - C_1)Z_0} \quad \text{et} \quad Z_{in,o} = \frac{1}{j\omega(C_1 - C_2)Z_0}$$

Les équations complètes ont été déterminées [4] et si $-C_2$ et C_1 présentent des valeurs absolues identiques, alors $Z_{in,e} \rightarrow 0$ et $Z_{in,o} \rightarrow \infty$, ce qui permet d'obtenir :

$S_{21} = -1$, c'est-à-dire une transmission totale de la puissance, avec une inversion de phase ($\pm 180^\circ$) entre l'entrée et la sortie indépendante de la fréquence et une adaptation parfaite.

Nos premières simulations [37] en utilisant nos topologies XCP Source et Drain (Fig. 1.43 pour obtenir -1pF) montrent de bonnes performances dans une plage de 1 à 4 GHz avec une bonne adaptation et des pertes

d'insertion d'environ 0,8 dB et une relative bonne platitude de la phase ($\approx \pm 5^\circ$ pour $C_1=1\text{pF}$) en transmission sur la bande.

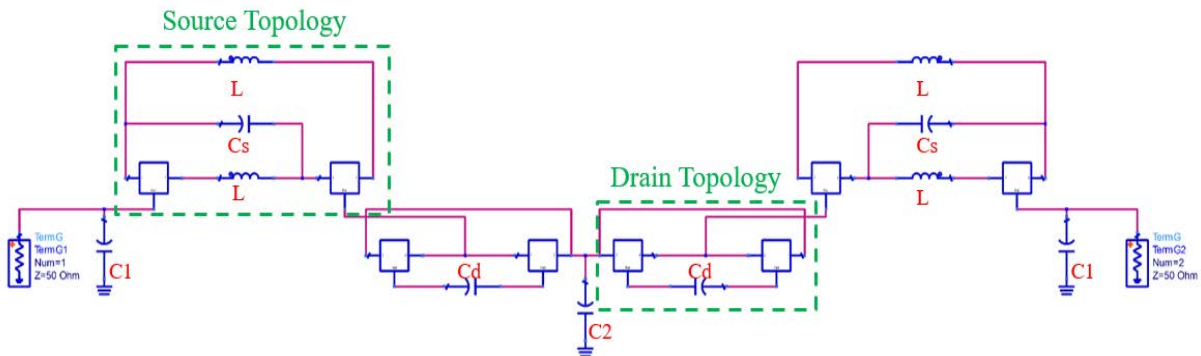


Fig. 1.46 : Schéma de simulation du déphaseur (inverseur de phase) ($C_s = 1,3 \text{ pF}$ capacité de charge de la structure XCP Source modifiée et $C_d = 2,3 \text{ pF}$ capacité de charge de la structure XCP Drain).

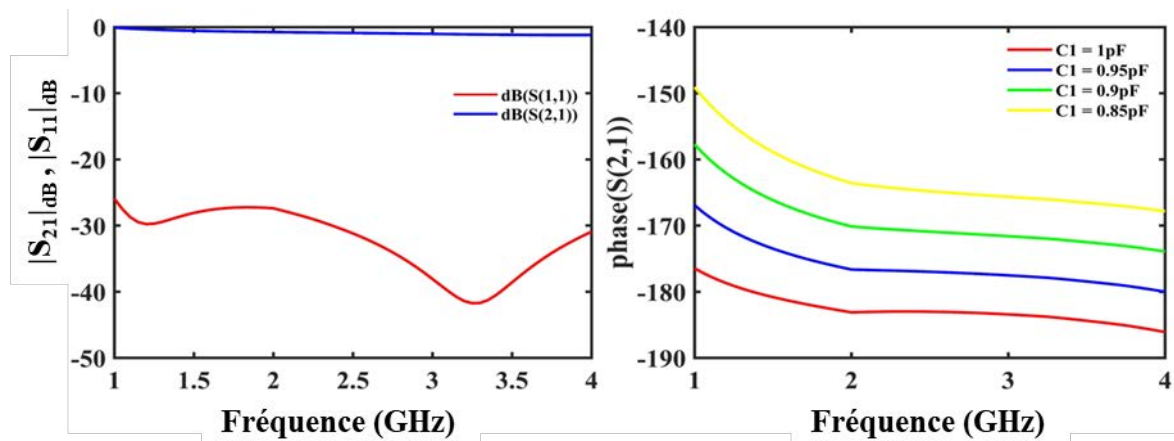


Fig. 1.47 : Paramètres S du déphaseur-inverseur

De plus, ces simulations montrent qu'il est possible d'introduire une certaine accordabilité autour des 180° en remplaçant les 3 capacités C_1 par des varactors (variation de 0,85 pF à 1 pF) au prix d'une moindre platitude de phase.

1.3.3.1. Conceptions et mesures des circuits non-Foster

De premières simulations sur la stabilité des composants NF de type XCP, confortées par quelques références bibliographiques [39]-[40], ont montré que les méthodes classiques faisant appel aux critères de stabilité K mais aussi μ n'étaient pas suffisantes pour en garantir la stabilité. Ces derniers doivent être limités à des configurations classiques (mises en // et série de circuits actifs, ...) car ils peuvent potentiellement ne pas prendre en compte tous les pôles du système existant dans le demi-plan droit pour des systèmes bouclés complexes.

En effet, pour ces derniers et tout particulièrement pour de multiples boucles de retour, il est préférable d'utiliser une technique NDF (Normalized Determinant Function) initiée en [41] et dont la mise en œuvre est détaillée dans le manuscrit de thèse de Saadou AlMokdad [4].

L'étude en stabilité a d'abord porté sur les topologies XCP Source et Drain indépendamment et étape par étape, en y incluant progressivement la polarisation des transistors, l'influence des parties distribuées (lignes de transmission), ...

A partir de ces différentes étapes de l'étude, les différentes simulations et réalisations ont montré que la topologie XCP Drain était systématiquement instable et ceci quel que soit les techniques de stabilisation testées.

Pour la topologie XCP source, une succession de simulations ont été réalisées permettant d'identifier les comportements suivants :

- Cette topologie est intrinsèquement un peu moins instable que la XCP Drain de par sa partie réelle résiduelle positive,
- La partie polarisation influence peu la stabilité à condition de prévoir une self de Choke de valeur importante (> 200 nH) avec une SRF élevée (Self-Resonance Frequency) et en cas de difficulté pour trouver ce type de composants, une solution de compromis consiste à associer la self à une résistance de polarisation série d'assez forte valeur (1- 2 k Ω) au détriment cependant de la consommation,
- Parmi les différentes lignes d'interconnexion entre les composants, les longueurs de lignes de transmission entre la grille d'un transistor et le drain du transistor opposé (G1-D2 et G2-D1, Fig. 1.48-a) sont les éléments les plus critiques pour la stabilité :
 - En effet, pour un pHEMT vmmk1218 et un substrat RO4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $h = 0.81$ mm, $T=17,5$ μm et une largeur de ligne de 0.5 mm), la longueur de ligne maximale est d'environ 4mm. Au-delà de cette valeur, le circuit est toujours instable,
 - En technologie hybride, une longueur inférieure est délicate à atteindre. Une approche en PCB 2 couches (Fig. 1.48-b) pourrait cependant être mise en œuvre mais les vias introduiraient également des effets selfiques préjudiciables à la stabilité.

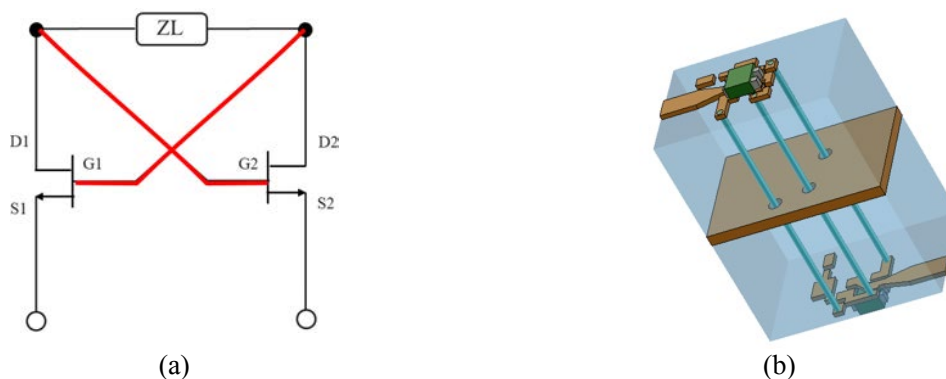


Fig. 1.48 : Lignes d'interconnexion les plus critiques pour la stabilité (a), exemple de possibilité de mise en œuvre bicouche de PCB minimisant les longueurs d'interconnexion G1-D2 et G2-D1 (b)

- La majorité des instabilités apparaissent bien au-delà de la bande de fréquence ciblée, i.e. 1-4GHz. Or le transistor initialement choisi pour ses caractéristiques (g_m fort, r_{ds} moyen), sa petite taille

(0402mils) et son boîtier minimisant les éléments parasites, possède une fréquence de transition f_T à environ 23 GHz (fréquence à laquelle le gain chute à 1).

- Choisir un transistor présentant une plus basse fréquence de transition permettrait en limitant le gain en haute fréquence de minimiser le risque d'instabilité.

Ainsi, 3 prototypes différents de topologie XCP Source utilisant des transistors différents ont été simulés et réalisés (Tableau 1.7) en technologie hybride PCB monocouche après une optimisation pour en réduire les risques d'instabilité, notamment en cherchant à minimiser les longueurs d'interconnexion.

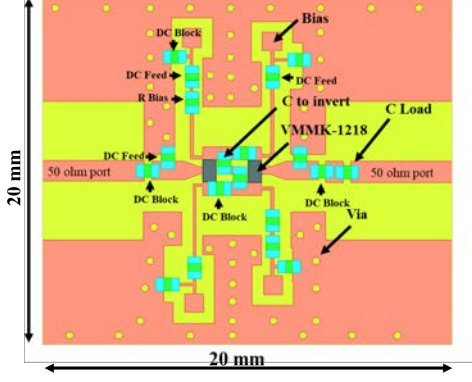
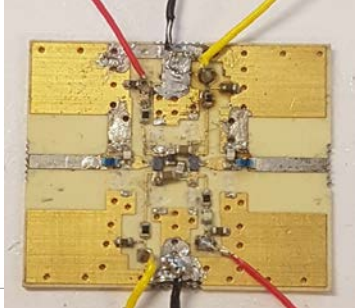
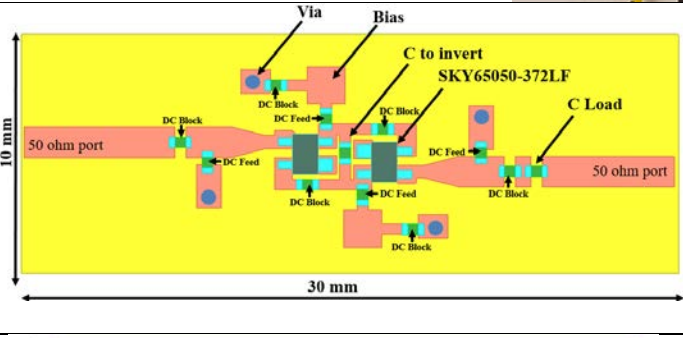

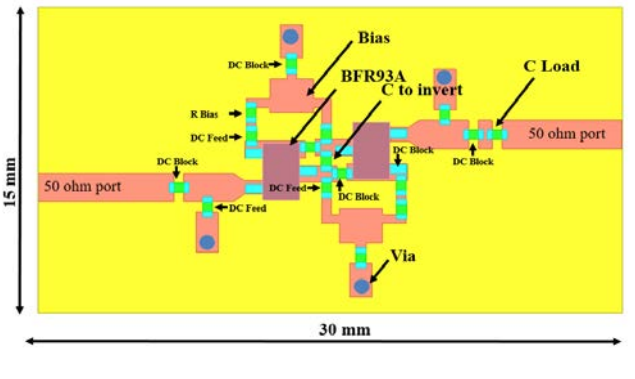
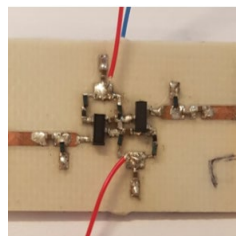
N° Prototype / Transistor / f_T	Photo/schéma du prototype	
<p>1- vmmk1218 $f_T = 23$ GHz pHEMT Stabilité : NON</p> <p>Instabilité autour de 10 GHz</p> <p>Simulation à partir du modèle complet petit signal</p> <p>Capacité à inverser $C_L = 2$ pF</p>		
<p>2- Skyworks SKY65050 $f_T = 12$ GHz pHEMT</p> <p>Stabilité : OUI</p> <p>Simulation à partir du modèle complet petit signal</p> <p>Capacité à inverser $C_L = 5$ pF</p>		
<p>3-NXP BFR93A BJT $f_T = 6$ GHz</p> <p>Stabilité : OUI</p> <p>Simulation à partir des paramètres S</p> <p>Capacité à inverser $C_L = 5$ pF</p>		

Tableau 1.7 : Circuits XCP source simulées et mesurées

Le Tableau 1.7 confirme qu'utiliser un transistor dont la fréquence de transition est plus faible permet effectivement de réduire (par simple effet passe-bas) le risque d'instabilité à plus hautes fréquences. De très nombreux essais ont été testés pour tenter de stabiliser le prototype 1 (vmmk1218) mais dans tous les cas une instabilité apparaît en hautes fréquences.

En mesure, les meilleurs résultats (Fig. 1.49) ont été obtenus avec le prototype 2 à base de SKY65050 car la simulation et donc l'optimisation à partir du schéma équivalent petit-signal est plus fiable et précise (car les sources ne sont pas connectées à la référence commune dans les XCP) qu'à partir des paramètres S (comme pour le BFR93A).

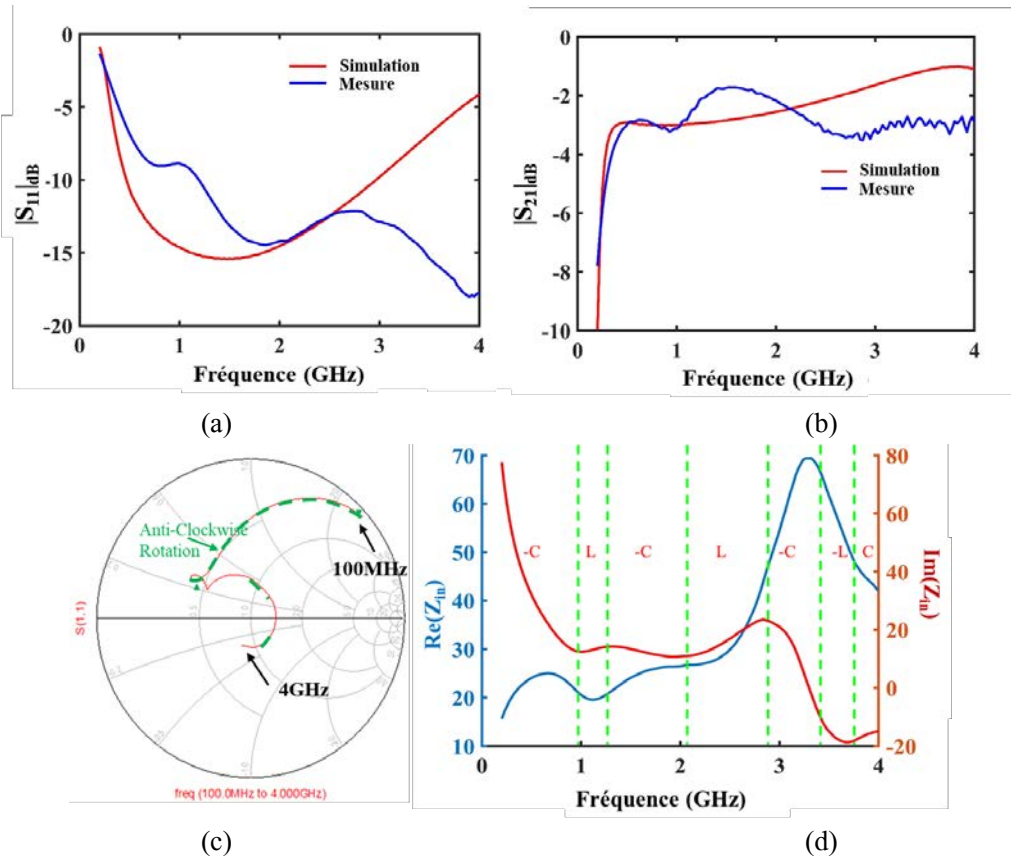


Fig. 1.49 : Résultats de mesures de la topologie XCP source (prototype 2) à base de SKY65050

Ces mesures (Fig. 1.49) montrent qu'il est possible d'obtenir une topologie stable de XCP source présentant un comportement de capacité négative sur une large-bande, respectivement en-dessous de 1 GHz et au-delà (de 1,2 à 2,1 GHz environ), mais moins large bande qu'attendue en simulation.

Les pertes ($|S_{21}|_{dB}$ en Fig. 1.49-b) sont entre 2 et 4 dB sur la bande 1,2 à 2 GHz et elles proviennent de la partie réelle résiduelle qui vaut environ 20Ω dans cette bande (Fig. 1.49-d).

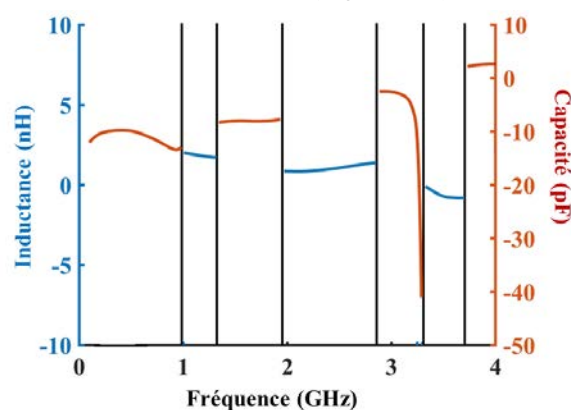


Fig. 1.50 : Extraction des valeurs d'inductances et de capacités entre les bornes du prototype 2 (SKY65050)

L'extraction des valeurs de capacités et d'inductance entre les 2 accès du prototype 2 de XCP source confirme (Fig. 1.50) que nous n'avons pas obtenu une parfaite capacité de -5 pF (la capacité à inverser étant de 5 pF) ; en effet, environ -10 pF est obtenu en dessous de 1 GHz et environ -8 pF de 1,2 à 2 GHz.

Synthèse sur les composants non-Foster réalisés :

L'analyse de ces premières réalisations permet de tirer de premières conclusions partielles :

- i) L'étude de la stabilité de ces circuits nécessite à la fois de disposer de modèles petits signaux fiables et de mettre en œuvre des méthodes (NDF) assez complexes,
- ii) Seule la topologie XCP Source a pu être stabilisée, les paramètres clés étant la distance entre G et D des transistors opposés et la f_T des transistors,
- iii) Le choix d'une f_T basse, généralement associée à des boîtiers de transistors plus grands, implique des effets parasites plus importants dans la bande de travail et participe à accroître la partie résistive ramenée,
- iv) Nous avons réussi à obtenir des capacités négatives en dessous de 1 GHz mais aussi de 1,2 à 2 GHz, ce que très peu d'équipes ont réussi à obtenir, y compris en technologies intégrées.
- v) La partie résistive résiduelle va certainement impacter les performances des dispositifs basés sur cette topologie XCP Source.

1.3.3.2. Conception et mesure du déphaseur-inverseur à base de composants non-Foster

Le circuit étudié reprend la structure du déphaseur-inverseur décrit à la Fig. 1.45 et les capacités négatives sont réalisées à partir de la topologie XCP Source utilisant le transistor sky65050.

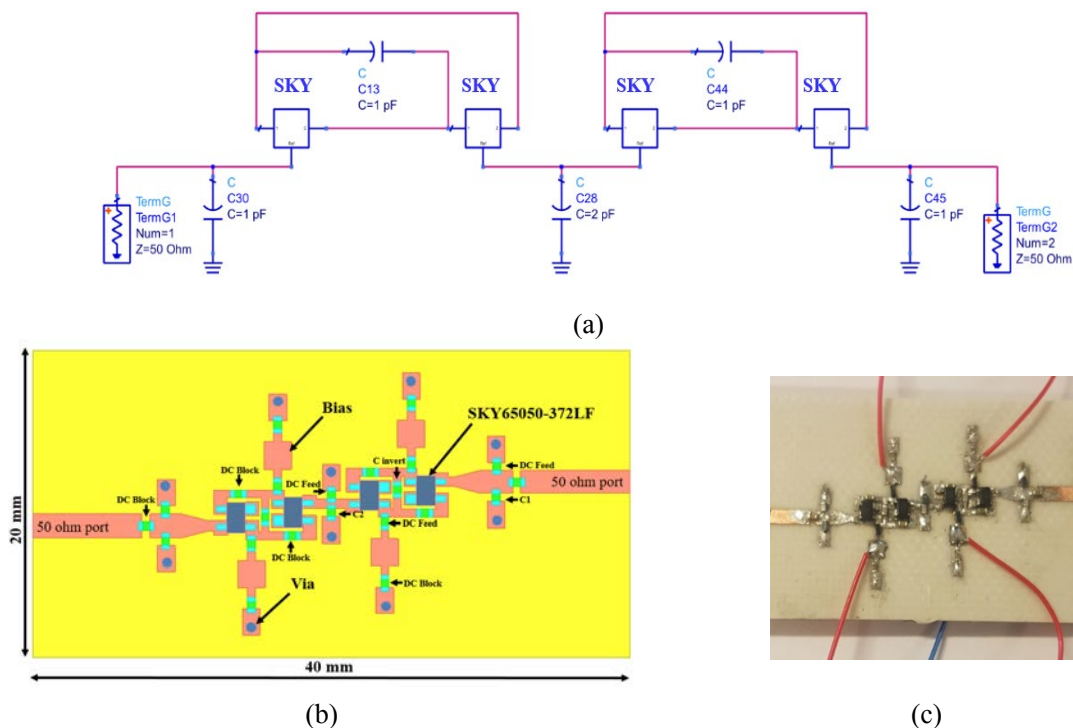


Fig. 1.51 : Structure du déphaseur (a), schéma PCB (RO4003C) (b) et photo (c)

L'étude de la stabilité a été menée à nouveau étape par étape en partant de la simulation la plus simple (Fig. 1.51-a) puis en introduisant l'ensemble des composants et leur modèle (Fig. 1.51-b) en cherchant à nouveau à minimiser les distances de G-D des transistors opposés. Après avoir vérifié que le circuit était stable y compris en tenant compte des tolérances des composants et de fabrication, le circuit a été réalisé en technologie hybride microruban simple.

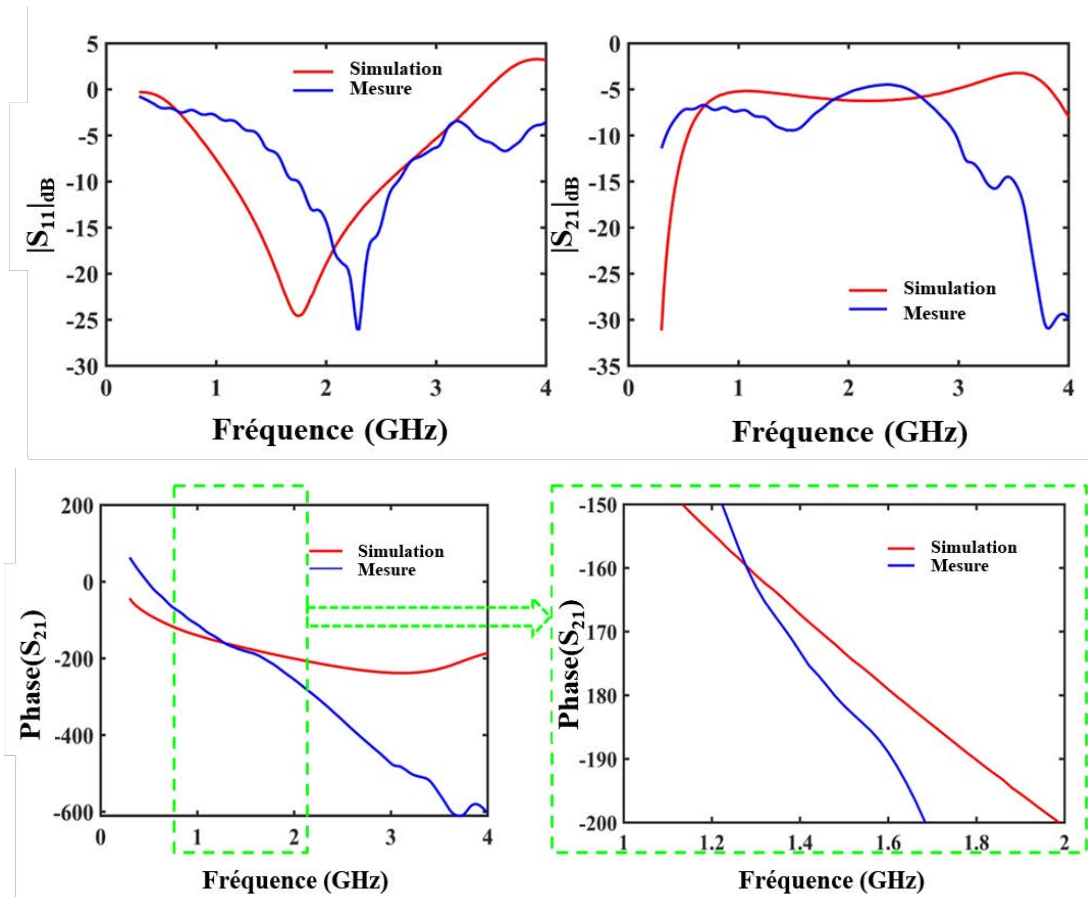


Fig. 1.52 : Comparaison des paramètres S simulés et mesurés

En comparant les résultats de mesures aux simulations (Fig. 1.52), sur les modules des paramètres S un relativement bon accord est obtenu avec des comportements globalement identiques mais une moindre platitude en mesure au niveau des pertes. Celles-ci sont comprises entre 4 et 9 dB dans la bande 1-2 GHz.

L'analyse du comportement de la phase en transmission indique une pente de phase plus importante en mesure qu'en simulation, ce qui réduit et décale la bande de fréquences correspondant à $180^\circ \pm 10^\circ$ d'environ 1.44-1.8 GHz en simulation à 1,36-1,62GHz en mesure.

Ce décalage est certainement dû à des tolérances plus importantes que prévues ou à des éléments parasites insuffisamment pris en compte dans la modélisation (modèle petit-signal du transistor + modèles des composants CMS 0402 + interconnexions).

1.4 Bilan et conclusion

Ce chapitre a présenté une partie des travaux réalisés dans le cadre de deux thèses qui avaient comme objectif commun de rechercher et de tester des topologies innovantes pour obtenir des propriétés singulières : i) un TPG négatif et ii) des composants de type Non-Foster ou plus explicitement des capacités négatives.

Lors de la 1^{ère} thèse, une recherche des topologies actives de TPG négatif permettant de compenser efficacement les pertes inhérentes à ces circuits majoritairement résonants a été menée et des outils de synthèse et de comparaison des différentes topologies (FoM) ont été proposés. Au moment de la thèse, quasiment aucune mise en application réelle dans le domaine RF-hyperfréquences n'avait été réalisée. Les résultats obtenus ont permis d'envisager une mise en application effective et de proposer une idée originale de réalisation de déphaseur pur, consistant à se rapprocher d'un déphaseur idéal comportant une phase en transmission indépendante de la fréquence et un TPG quasi-nul. Les résultats obtenus pour les 2 déphaseurs sont particulièrement originaux avec des largeurs de bande relative de 76 et 160% pour des déphasages de $-90^\circ \pm 5^\circ$ et $145^\circ \pm 10^\circ$ dans des bandes inférieures à 3 GHz. Globalement, il s'agit de travaux précurseurs pour la conception de circuits actifs à TPG négatif dans ce domaine RF-hyperfréquence avec près de 400 citations de nos différents travaux, deux chapitres de livres écrits et de très nombreux travaux menés par différentes équipes internationales dans la continuité de nos activités.

Les derniers résultats montrent des circuits actifs restant restreints à des bandes de fréquences de quelques dizaines à quelques centaines de MHz et toujours en dessous de 3 GHz en raison des SRF (Self-Resonance Frequency) des composants localisés. Différentes versions distribuées (filtres à lignes couplées, filtres récurrents analogiques, ...) ont également été décrites [42] mais sans réel saut en performances ni en montée en fréquence.

La thèse de Saadou AlMokdad portant sur les composants de type non-Foster a permis, sur la base de topologie existante, de repousser les limites de ces topologies classiques (Linville XCP) en proposant des améliorations et des études de stabilité dédiées à cette architecture. De nombreux tests en simulation et expérimentaux (plus de 15 prototypes effectivement fabriqués) ont permis d'obtenir une capacité négative exploitable au-delà de 1 GHz (ce que très peu d'équipes ont réussi à obtenir sur cette topologie) et à valider expérimentalement un déphaseur-inverseur qui lui-même n'avait pas été validé expérimentalement par leur concepteur [38].

De manière générale, les performances de l'état de l'art (colonne XCP - Tableau 1.8 -[43]) sur ces topologies ont été dépassées lors de cette thèse. Mais cependant, les résultats obtenus ne sont pas conformes à nos attentes, les bandes de fréquence où les capacités négatives sont obtenues restent assez étroites et en-deçà de 2 GHz, les performances peu prévisibles, et les circuits vraisemblablement délicats à intégrer dans un front-end RF (consommation, tenue en puissance, non-linéarité, ...).

Certains de ces inconvénients (largeur de bande et fréquence max de fonctionnement : 4^{ème} colonne du Tableau 1.8) semblent être en passe d'être résolus en s'appuyant sur l'utilisation d'amplificateurs distribués (DA) pour mettre en œuvre des filtres transversaux en technologie MMIC [43]-[44]. Cette approche repose sur un circuit à TPG négatif pour synthétiser une capacité négative réglable de -0,05pF à -0,22 pF sur une bande de fréquence de 10,4% centrée sur 5,75 GHz pour une consommation maximale de 300 mW. Le circuit est cependant unilatéral et aucune information sur le comportement en puissance (IP3, point de compression, ...) n'est fournie.

	Non-Foster à base de NIC / NII (XCP)	Composants Non-Foster à partir de circuits à TPG négatif localisés ou équivalence distribuée	Composants Non-Foster à base de filtres transversaux (DA) [43]-[44]
Fréquence de fonctionnement	Qqs centaines de MHz	< 3 GHz (SRF des composants)	Transposable au-delà de 3GHz et mmW selon la technologie
Stabilité	Stabilité conditionnelle	Stabilité inconditionnelle (hors circuits de polarisation)	Stabilité inconditionnelle
Largeur de bande	Qqs centaines de MHz	Qqs dizaines à qqs centaines de MHz	Qqs centaines de MHz voire GHz selon le nombre d'étages cascades

Tableau 1.8 : Comparaison des techniques pour obtenir des composants Non-Foster

2 Déphaseurs passifs

2.1 Introduction et contexte

Historiquement, le dépointage des signaux issus d'antennes était obtenu par des systèmes mécaniques à moteurs et pour des applications radars majoritairement orientées défense qui présentaient une construction robuste occupant un volume immense et qui étaient sujets au vieillissement et à l'usure mécanique.

Avec l'avènement de l'électronique et des micro-technologies, les antennes réseaux à commande de phase (phased array antenna) ont progressivement remplacé les systèmes mécaniques. Ces antennes réseaux sont constituées de groupes d'antennes élémentaires alimentées avec des signaux dont la phase est ajustée de façon à obtenir le diagramme de rayonnement dans la direction désirée. Des déphaseurs sont alors majoritairement utilisés pour réaliser ce dépointage du faisceau.

Ces antennes étaient initialement, de par leur complexité, majoritairement dédiées à des applications RADAR dans le domaine de la défense, mais l'augmentation du nombre d'applications, d'utilisateurs et de débit des systèmes de transmission sans-fil ont rendu ces antennes réseaux à commande de phase pertinentes, notamment pour adapter le diagramme de rayonnement à l'environnement ou à la situation, pour des applications « civiles » telles que les radars automobiles, l'imagerie microondes, les systèmes de mesure et de détection, les transmissions à haut débit, ...

Un déphaseur idéal peut être défini comme un dispositif permettant un changement de phase entre ses deux ports. Comme évoqué dans le chapitre précédent, sous l'appellation de déphaseur « pur », un déphaseur idéal est parfaitement adapté à ses 2 accès, n'introduit pas de perte et présente un déphasage en transmission (donc entre ces 2 ports) constant dans la bande de fréquences considérée et n'introduit donc aucun retard.

La conception de déphaseurs actifs (Chapitre 1) à base de NGD et de composants NF pour tenter de se rapprocher de ce comportement idéal a fait apparaître plusieurs inconvénients importants.

A contrario, les déphaseurs majoritairement utilisés permettent de contrôler un déphasage entre leurs ports relativement à un état de référence. Pour ces déphaseurs « classiques », il existe deux catégories, actives ou passives :

- Les déphaseurs actifs les plus courants sont issus de modulateurs vectoriels (IQ or vector modulator) qui consistent à subdiviser le signal dans 2 voies en quadrature (I (0°) et Q (90°)). Ces signaux passent ensuite par des atténuateurs réglables et d'éventuels inverseurs (180°) pour être finalement recombinaés. En réglant ainsi l'amplitude des vecteurs I et Q indépendamment, toutes les valeurs de phase et d'amplitude sont possibles. Ces modulateurs vectoriels sont intrinsèquement unilatéraux mais peuvent être bilatéraux au détriment de la puissance consommée et de la surface du composant. En plus d'une consommation

importante, ces modulateurs présentent l'inconvénient d'être limités en puissance par des points de compression assez bas.

- Parmi les déphaseurs passifs, on distingue les déphaseurs analogiques et les déphaseurs numériques :
 - Pour les déphaseurs analogiques, le déphasage peut être réglé de manière continue, en général en fonction d'une commande en tension.
 - A contrario, les déphaseurs numériques (Digital Phase Shifter) ne peuvent introduire qu'un nombre limité de valeurs de déphasage, espacées d'un pas fixe et font appel à des commutateurs (switch).

Selon l'application visée, les déphaseurs sont classés dans deux catégories différentes en fonction de la nature du déphasage réalisé : à déphasage relatif constant ou à retard de phase (en anglais « True Time Delay » ou encore ligne à retard). Les déphaseurs à déphasage relatif constant introduisent une différence de phase constante par rapport à une référence sur la plage de fréquence étudiée et ont la particularité d'avoir un Temps de Propagation de Groupe (TPG) constant et identique pour chaque état de phase (Fig. 2.1.c).

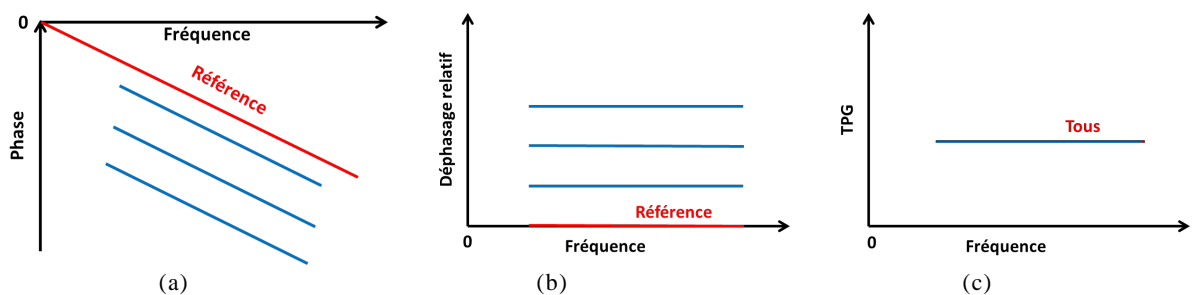


Fig. 2.1 : Illustration du comportement fréquentiel d'un déphaseur à déphasage relatif constant : (a) phase, (b) déphasage relatif et (c) TPG

Les déphaseurs à retard de phase (TDD), quant à eux, génèrent une variation linéaire de la pente de phase sur la plage de fréquences et donc un TPG variable sur cette même plage de fréquences (Fig. 2.2).

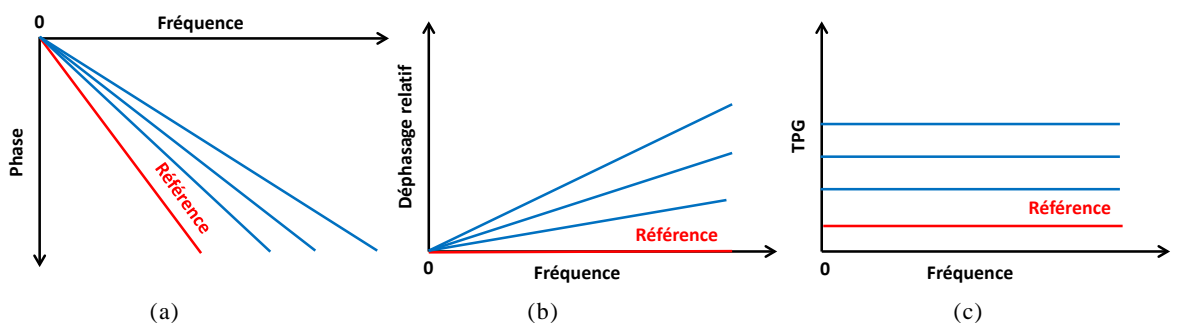


Fig. 2.2 : Illustration du comportement fréquentiel d'un déphaseur à retard de phase (TDD) : (a) phase, (b) déphasage relatif et (c) TPG

Voici une liste (non-exhaustive) des topologies de déphaseurs les plus fréquemment rencontrées dans la littérature [45]-[46]:

- Déphaseurs à lignes commutées (Switched Delay Lines, Fig. 2.3.a) : architecture la plus simple à mettre en œuvre et consistant à commuter la propagation du signal entre plusieurs chemins de longueurs variables en utilisant des commutateurs SPnT (en anglais « Single Pole n Thru »). Les pertes dans cette

configuration sont égales aux pertes combinées des commutateurs et des lignes de transmission. Cette topologie de déphaseurs s'inscrit dans la catégorie des « True Time Delay ».

- Déphaseurs à lignes chargées (dans la catégorie des « True Time Delay », Fig. 2.3.c) :
 - Les lignes de transmission sont chargées périodiquement par des admittances dont la variation continue (à l'aide de varactors) ou discrète (à l'aide de MEMS, switch, diodes PIN) permet de modifier la longueur électrique équivalente de la ligne et par conséquent le déphasage induit.
 - La ligne de transmission peut également être entièrement déposée sur un film mince de matériaux Ferroélectrique (BST ou autres matériaux) dont la constante diélectrique peut être commandée électriquement pour faire varier la longueur électrique de la ligne.
- Déphaseurs en réflexion : pouvant être constitués d'un seul port, auxquels cas ils sont nommés cellules déphaseuses, et sont couplés à des éléments rayonnants dans le cas de réseaux réflecteurs. Ils peuvent aussi être constitués de deux ports et d'un coupleur à 4 ports, de type RTPS (« Reflection Type Phase Shifter » Fig. 2.3.b), auxquels cas le signal est réfléchi sur des charges et recombinaé au niveau du port de sortie. Le déphaseur peut être numérique si des switches sont utilisés pour commuter entre différentes charges ou à variation continue si les charges comportent des composants variables tels que des varactors. Cette topologie de déphaseurs s'inscrit, par contre, dans la catégorie des déphaseurs à déphasage relatif constant.
- Déphaseurs à filtres commutés (déphaseurs numériques uniquement) :
 - Déphaseurs « passe-haut/passe-bas » (Fig. 2.3.d) qui consistent à basculer entre 2 branches, typiquement passe-bas et passe-haut calculées de façon à présenter une différence de phase relativement constante dans la bande visée. Cette technique, à la base décrite avec des éléments localisés (forme en T ou en π), est donc facilement implantable en MMIC.
 - Déphaseurs à filtre passe-haut commuté, très utilisés en technologie CMOS, BICMOS où la cellule passe-haut en π inclut 2 commutateurs permettant de court-circuiter le filtre ou de le rendre actif.
 - Déphaseurs à réseau de type passe-tout, basés sur le même principe que les déphaseurs commutant entre branches passe-haut et passe-bas, mais avec une largeur de bande plus importante.

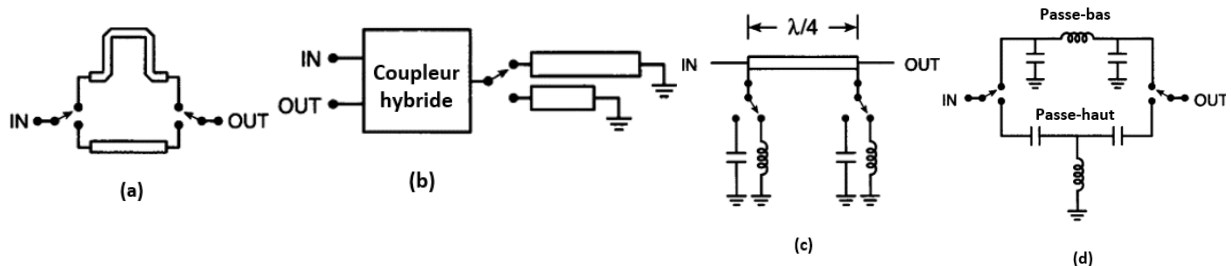


Fig. 2.3 : Principe des différents types de déphaseurs : a) à lignes commutées, b) en réflexion (RTPS), c) à lignes chargées et d) à filtres commutés

Les déphaseurs peuvent être utilisés dans un très grand nombre de domaines applicatifs : phased array antenna (PAR), reflect-array, matrice de beam-forming, PESA (Passive electronically-scanned arrays), certaines AESA (Active electronically-scanned arrays), ... L'application visée dictera l'architecture ou le type de déphaseurs le plus pertinent mais de manière générale, il s'agit de variantes autour des architectures décrites ci-dessus.

De même, on peut retrouver des cellules déphasantes seules, fixes ou ajustables, au lieu de déphaseurs complets dans d'autres types d'applications, tels que les reflect-array, les matrices de Butler, les baluns, ou encore pour des techniques dites de neutrodynage qui consistent à créer un signal en opposition de phase dans une voie parallèle pour compenser ou annuler un signal parasite.

La section suivante (§2.2) de ce chapitre portera dans un premier temps sur des cellules déphasantes fixes permettant de créer des valeurs de déphasage fixes de 45° et 180° et qui seront mis en application pour la réalisation de coupleur hybride, de matrice de butler, d'inverseur de phase et de baluns ultra-large-bande.

Puis en §2.3, une topologie de déphaseur large-bande analogique, i.e. à réglage continu du déphasage, que nous avons inventée sera décrite et différents exemples de circuits réalisés seront décrits et leurs performances analysées.

Enfin, la section §2.4 présentera différentes architectures à commutation : lignes à retard, déphaseurs TTD numériques, et RTPS.

2.2 Cellules déphasantes, inverseurs de phase et baluns Ultra-Large-Bande

2.2.1 Contexte

Deux contrats avec Thales DMS (DepULB180 et DepULB180v2) et une partie des thèses de Petros Bantavis [47] et d'Hadi Hijazi [48] comportaient certains objectifs communs et notamment la conception de cellules déphasantes fixes, compactes, à bas coûts, Large-Bande puis Ultra-Large-Bande.

En effet, le déphaseur est notamment un des composants clés dans les antennes réseaux à commande de phase pour des applications militaires actuels, mais il est également essentiel dans la mise en place de nouvelles normes grand public par exemple, ou pour de futurs systèmes de guerre électronique et de RADAR. La multiplication des standards commerciaux (5G, nombreux standards d'IoT, ...) et des bandes de fréquences associées, ainsi que la montée en fréquence et en largeur des bandes des systèmes opérationnels embarqués génèrent des contraintes très fortes sur la conception de ce composant, notamment sur sa capacité à maintenir ses performances en phase et en gain/pertes sur l'ensemble de la bande de fonctionnement.

Le contexte « défense » de ces projets correspond à une période dans laquelle Thales était en phase de redéfinition des architectures de ses récepteurs de guerre électronique dans lesquels le recours à des déphaseurs ultra-large bande était envisagé pour garantir une amélioration des performances.

2.2.2 Déphaseurs 45° et coupleurs hybrides large-bande

Une des premières solutions envisagées s'inspire de travaux initiés par Abbosh [49]-[50]- [51] qui font référence en termes de cellules déphasantes large-bande. Notre objectif est alors de réaliser un déphaseur 45° et un coupleur hybride 90° par une approche similaire dans la bande de fréquence 2-5 GHz, avec dans un 2nd temps, l'objectif d'utiliser ces éléments unitaires pour la réalisation d'une matrice de Butler large-bande.

La structure (Fig. 2.4) consiste en 2 lignes microruban se terminant par des « patches » elliptiques couplées au travers d'un trou également elliptique dans le plan de masse commun à la structure microruban multi-couche. Comme l'illustre la figure Fig. 2.4.b, cette structure multicouche (3 niveaux métalliques distincts M1, M2 et M3) est réalisée à partir de deux structures microrubans classiques reliées dos-à-dos par un plan de masse commun.

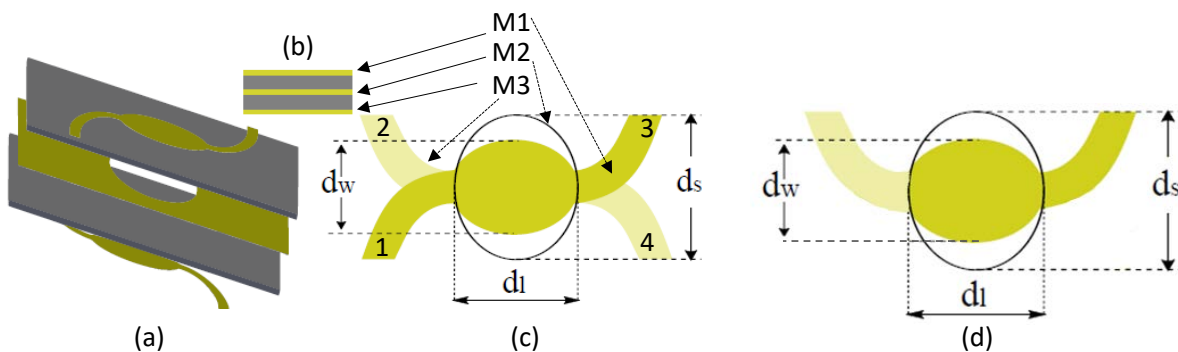


Fig. 2.4 : a) Vue 3D de la structure multicouche microruban, b) vue de profil (couches métalliques M et substrats), c) vue de dessus du coupleur hybride 90°, d) vue de dessus du déphaseur fixe 45°

La structure présente 4 ports et peut être utilisée pour les mêmes dimensions physiques comme un coupleur hybride à 4 accès (Fig. 2.4.c) ou comme un déphaseur (Fig. 2.4.d) en plaçant en circuit-ouvert 2 accès opposés sur des couches opposées.

Lorsque le coupleur (Fig. 2.4.c) est alimenté sur le port 1, la différence de phase entre les ports 2 et 3 est alors de 90°, alors que le port 4 correspond au port isolé.

Le déphaseur (Fig. 2.4.d et Fig. 2.5) présente par contre une différence de phase de 45° entre sa sortie 2 et la sortie d'une ligne microruban de référence.

Pour la synthèse des dimensions des ellipses, l'ensemble de la théorie fait appel au coefficient de couplage (comme pour des coupleurs à lignes couplées) calculé en fonction des impédances paires Z_e et impaires Z_o et est décrite dans [49]-[51] et améliorée dans [47]. A la fréquence centrale, le coefficient de couplage est fonction des dimensions des ellipses (métal et trou dans le plan de masse) et le déphasage dépend du coefficient de couplage et des caractéristiques (longueur et permittivité effective) de la ligne microruban de référence.

Les dimensions d_w , d_i et d_s permettent de décrire les formes elliptiques et ont été optimisées ($d_s = 13.7\text{mm}$, $d_i = 14.9\text{mm}$, $d_w = 6.1\text{ mm}$ sur substrat Rogers 4003C d'épaisseur $h=0.813\text{ mm}$) sous CST pour atteindre la bande 2-5 GHz.

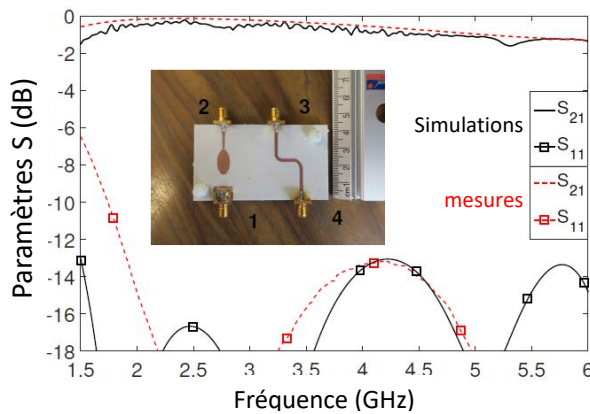


Fig. 2.5 : Simulations et mesures du déphaseur 45° elliptique (présenté ici avec la ligne de référence)

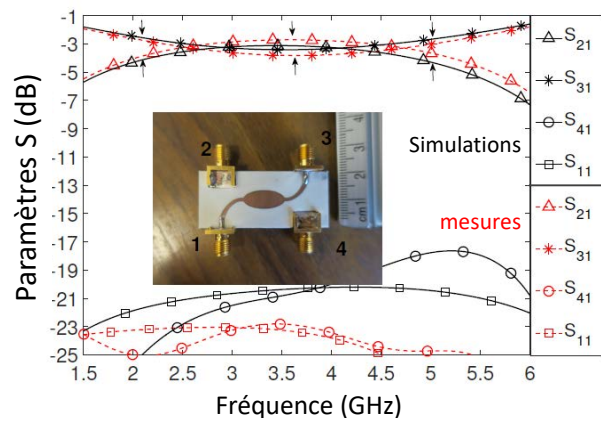


Fig. 2.6 : Simulations et mesures du coupleur hybride 90° elliptique

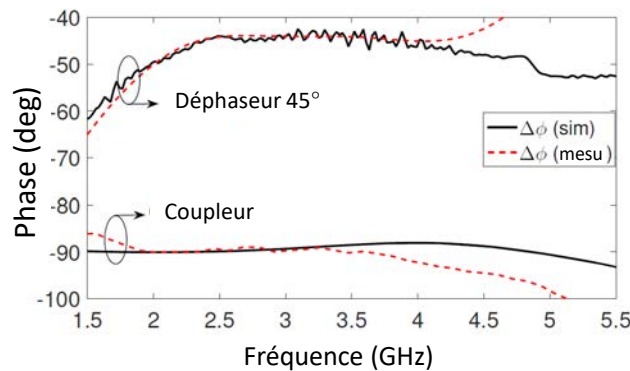


Fig. 2.7 : Simulations et mesures de la phase relative du déphaseur 45° et du coupleur hybride 90°

- Déphaseur 45° :

Un très bon accord est obtenu entre les simulations et les mesures (Fig. 2.5 et Fig. 2.7) avec des pertes relativement faibles ($<1\text{dB}$) sur l'ensemble de la bande avec une déviation inférieure à 5° de 2 à 4,5 GHz.

La platitude de phase (la phase relative correspond à $\Delta\phi = \angle S_{21} - \angle S_{34}$ où $\angle S_{34}$ correspond à la phase de la ligne de référence) pourrait être encore améliorée car le circuit n'a pas été réalisé à partir de prepregs entre les substrats mais simplement à partir de 2 substrats classiques (monocouche diélectrique et bicouche métallique) assemblés manuellement entre eux par de la laque d'argent et des vis en téflon.

De meilleures performances (pertes et platitude de phase) semblent donc possibles en utilisant des technologies multicouches et un assemblage plus précis.

- Coupleur 3 dB hybride 90° :

Les mesures et les simulations ont été réalisées en excitant le port 1 (Fig. 2.6) et en mesurant les signaux reçus sur les autres ports. Le coupleur étant parfaitement symétrique, les résultats sont identiques lors d'excitations sur les autres accès.

A nouveau, un bon accord est obtenu en amplitude comme en phase (Fig. 2.6 et Fig. 2.7), même si l'écart de phase entre simulation et mesure se dégrade au-delà de 4 GHz, vraisemblablement pour les mêmes raisons que pour le déphaseur, i.e. un process technologique à améliorer.

Ce déphaseur fixe à 45° et ce coupleur hybride 90° ont été conçus pour constituer les briques de base d'une matrice de Butler 4×4 telle que décrite à la Fig. 2.8 et en sortie de laquelle les valeurs de phase requises sont des multiples de 45° ou de 135° (Tableau 2.1).

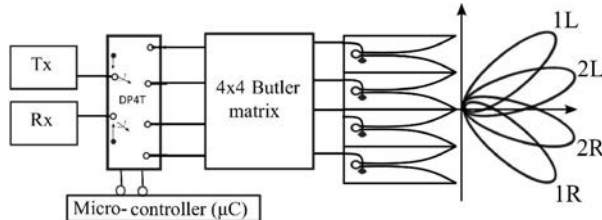


Fig. 2.8 : Schéma de principe du système de dépointage de faisceaux par matrice de Butler et switch DP4T [47]

BEAMS	ANT1	ANT2	ANT3	ANT4
1L	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 135^\circ$	$1\angle -90^\circ$	$1\angle 45^\circ$
2L	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 45^\circ$	$1\angle 90^\circ$	$1\angle 135^\circ$
2R	$1\angle 0^\circ$	$1\angle -45^\circ$	$1\angle -90^\circ$	$1\angle -135^\circ$
1R	$1\angle 0^\circ$	$1\angle -135^\circ$	$1\angle 90^\circ$	$1\angle -45^\circ$

Tableau 2.1 : Amplitudes et déphasages idéaux requis à l'entrée des antennes

L'utilisation d'une technologie microruban multi-couche (Rogers 4003C, $h=0.813$ mm) pour réaliser cette matrice de Butler à partir des coupleurs hybrides 90° et des déphaseurs 45° permet de réduire les habituels problèmes de croisement dans la matrice et permet une organisation séquentielle des entrées pour l'interconnexion avec le switch DP4T et aussi en sortie pour pouvoir facilement connecter les 4 antennes tout en respectant une distance identique entre-elles.

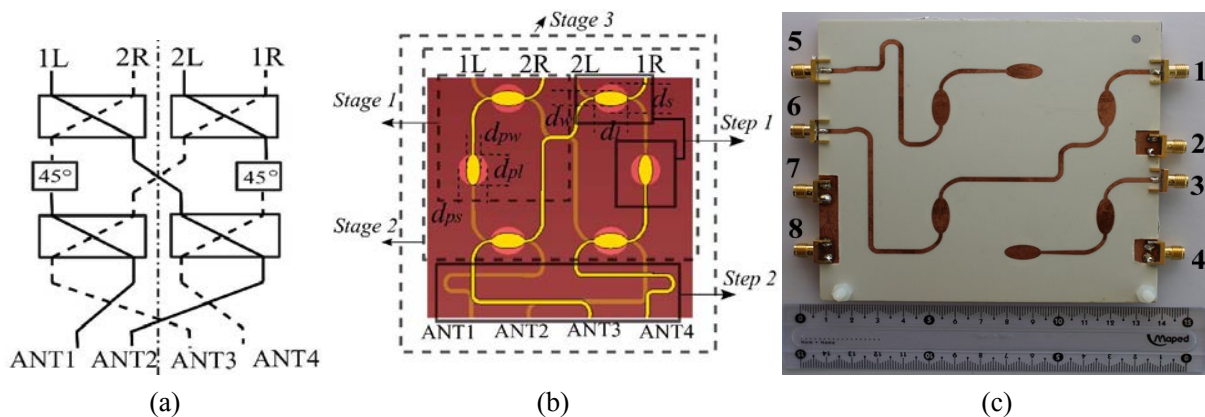


Fig. 2.9 : Matrice de Butler 4×4 : architecture (a), masque des PCB (b), photo de la matrice ($150 \text{ mm} \times 110 \text{ mm}$) réalisée (c)

L'ensemble des résultats de mesure est en concordance avec les simulations. Les pertes d'insertion (Fig. 2.10.a) mesurées sont environ $0,75$ dB plus élevées qu'en simulation sur quasiment chaque chemin ce qui est plutôt favorable à la qualité du diagramme de rayonnement. L'adaptation (Fig. 2.10.b) en entrée est meilleure que 10 dB et l'isolation entre le port d'entrée et les autres ports d'accès est comprise entre 10 et 20 dB. Les paramètres S sont présentés ici pour une excitation du port 1 (1L) et comme la matrice présente un axe de symétrie, les résultats sont identiques pour une excitation par le port 4 (1R).

Les mesures de différences de phase entre les ports consécutifs de sortie sont présentées en Fig. 2.10.d et Fig. 2.10.c respectivement pour des excitations par les ports 1 et 2 et confirment des valeurs proches de $\Delta\phi=45^\circ$ et $\Delta\phi=135^\circ$ à $\pm 4^\circ$ près dans chaque cas.

Le Lab-STICC a majoritairement contribué à l'étude et à la conception des déphaseurs, coupleurs et matrice de Butler et plus modestement à la conception antennaire, celle-ci ayant été majoritairement réalisée au laboratoires Microondes de l'université de Thrace (Grèce) et au département d'ingénierie

Electromagnétique de l'Ecole of Electrical Engineering, KTH Royal Institute of Technology (Suède). Les mesures des antennes et du système complet ont été faites en Suède en chambre anéchoïque.

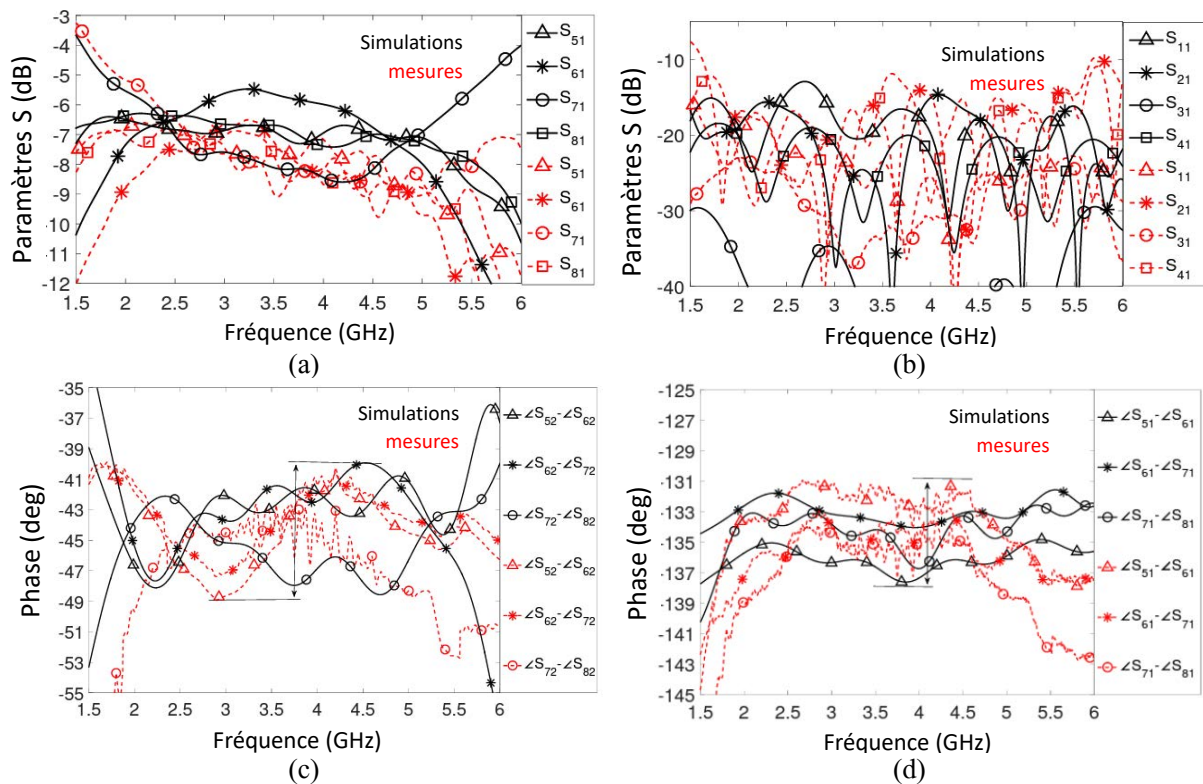


Fig. 2.10 : Comparaison simulations/mesures des paramètres S de la matrice de Butler 4×4 :
 (a) Pertes d'insertion (excitation sur le port 1), (b) Pertes en réflexion et isolations (excitation sur le port 1),
 (c) $\Delta\phi$ entre ports consécutifs ($\Delta\phi = \pm 45^\circ$ théorique pour excitation sur les ports 2 (2L) ou 3 (2R)),
 (d) $\Delta\phi$ entre ports consécutifs ($\Delta\phi = \pm 135^\circ$ théorique pour excitation sur les ports 1 (1L) ou 4 (1R))

Les antennes Vivaldi ont été conçues pour présenter la même bande de fréquence que la matrice de Butler, c'est-à-dire 2-5 GHz et elles sont alimentées par des transitions microruban-fente large-bande.

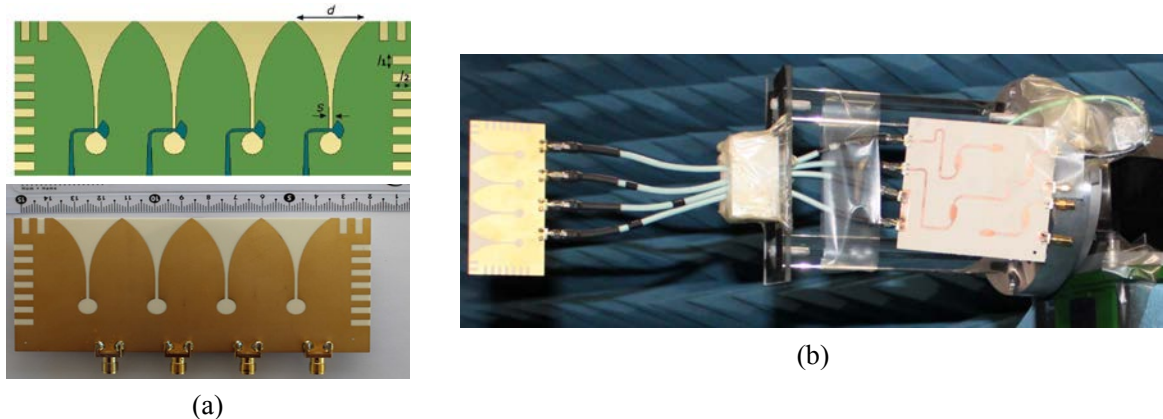


Fig. 2.11 : (a) Illustration et photo des 2 faces du réseau d'antennes Vivaldi 4×1 ,
 (b) photo du système complet lors de la mesure dans la chambre anéchoïque

L'ensemble des résultats de mesure et de simulations est présenté en [47], et les figures ci-dessous permettent d'illustrer les performances du système complet :

- Adaptation meilleure que 10 dB dans la bande 2-5 GHz sur tous les ports d'entrée en présence des antennes (Fig. 2.12),
- Diagrammes de rayonnement (Fig. 2.13) globalement proches des simulations pour les 4 configurations (*Remarques : les mesures du système complet ont nécessité l'utilisation de mousses absorbantes pour minimiser l'impact de la présence de la matrice de Butler lors des mesures, ces mousses conduisant cependant à une incertitude lors des mesures des lobes arrière. Les mesures individuelles des différents blocs ont été utilisées pour post-traiter le diagramme de rayonnement et sont en très bon accord avec les simulations*). Les lobes latéraux sont maintenus en dessous de -12 dB sur l'ensemble des diagrammes mesurés.

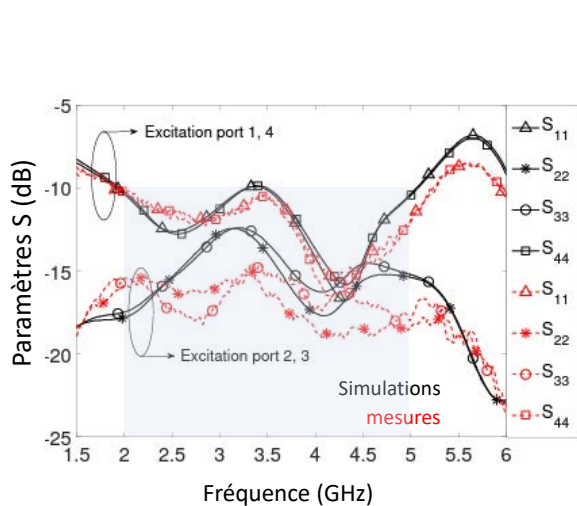


Fig. 2.12 : Mesures et simulations de l'adaptation aux 4 accès pour le système complet

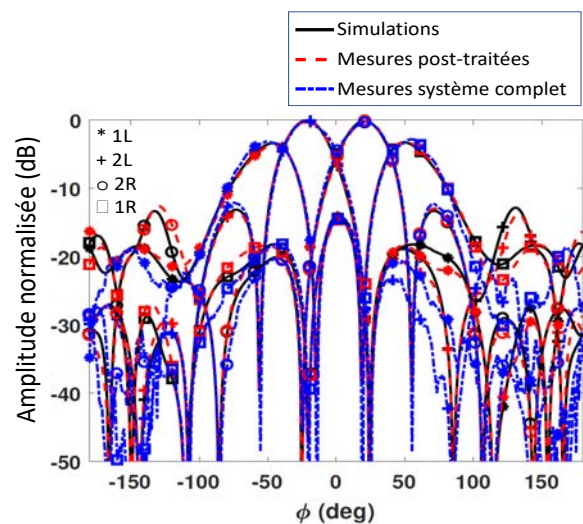


Fig. 2.13 : Diagrammes de rayonnement mesurés (système complet et association des mesures individuelles) et simulés à 5 GHz

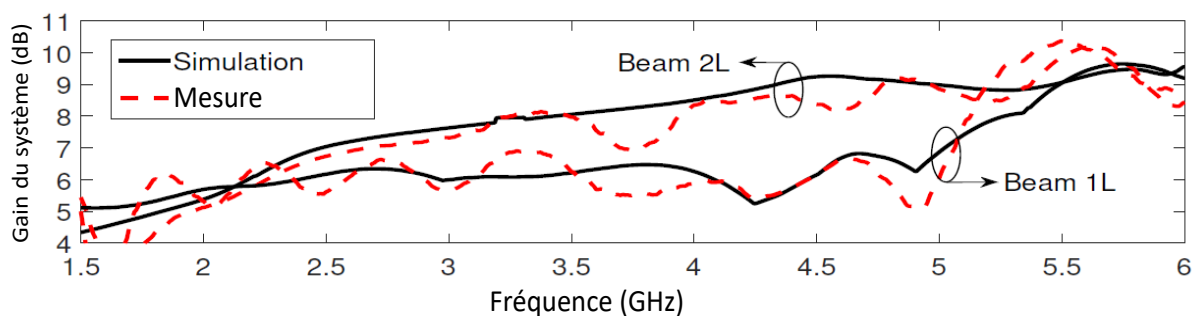


Fig. 2.14 : Gain du système complet

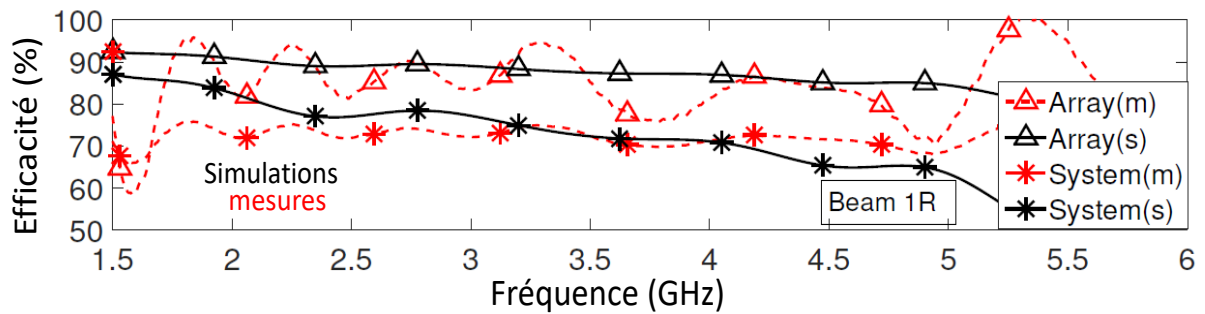


Fig. 2.15 : Efficacité du réseau d'antennes et du système complet

Les mesures de gain (Fig. 2.14) montrent un écart de 1 dB environ avec les simulations avec environ 2 dB d'écart maximum selon le port d'excitation.

L'efficacité du réseau d'antenne (Fig. 2.15) est supérieure à 80% et reste au-dessus de 65% pour le système complet.

Synthèse sur ce projet :

En conclusion, un système complet de front-end RF large-bande et compact basé sur une matrice de Butler 4×4 et un réseau d'antennes Vivaldi 4×1 a été étudié, conçu et validé expérimentalement. Le système met en œuvre des innovations telles que : une amélioration des performances des cellules déphasantes multicouches et des équations de synthèse, la réalisation d'une matrice de Butler large-bande basée sur ces déphaseurs 45° et coupleurs 90° , une amélioration des diagrammes de rayonnement et de l'adaptation des antennes par l'utilisation de « soft-surfaces » (corrugations sur les bords du réseau d'antennes), ...

Sur la partie déphaseurs ULB 45° , coupleurs hybride 90° et matrice de Butler menée par le Lab-STICC, nous avons identifié les avantages et inconvénients suivants :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Technologie relativement simple et large-bande • Briques de base permettant de réaliser d'autres composants large-bande (ex : coupleur hybride 180° présentant des sorties Somme et Différence <=> « rat-race » large bande) • 3 niveaux de métallisation → degré de liberté supplémentaire pour réduire les problèmes de croisement pour des matrices de Butler • Facilement transposable dans différentes technologies et à des fréquences plus élevées 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite 3 niveaux de métallisation • Performances en large-bande altérées par l'empilement des couches → présence de gap d'air • Nécessite des technologies moins « rustiques » • Pas de rajout d'accordabilité en continu possible • Toutes les valeurs de phase ne sont pas possibles → Association d'étages 45° et 90° par exemple → Introduction de pertes plus importantes • Bande limitée à 2, 3 octaves

Tableau 2.2 : Avantages et inconvénients de l'architecture par patch elliptique multi-couche

Dans le contexte des contrats et projets de notre équipe sur cette thématique, ces inconvénients ainsi que la volonté d'élargir encore la bande de fréquence nous ont poussé à étudier des architectures plus large bande, dites Ultra-Large-Bande et capables de réaliser l'inversion de phase nécessaire à la conception de baluns 180° .

2.2.3 Inverseurs, power divider et baluns 180° Ultra-large-bande

Dans le projet DepULB180-v2 avec Thalès DMS et de manière assez similaire dans la thèse d'Hadi Hijazi [52], la conception d'un inverseur de phase (180°) Ultra-Large-Bande ULB (minimum une décade) compact et en technologie fiable et simple constituait la première étape du cahier des charges.

Puis, cet inverseur de phase doit permettre la réalisation d'un power divider (diviseur de puissance) et d'un balun 180° ULB. Ces 2 composants passifs doivent pouvoir être mis en œuvre dans un même système et il est donc préférable qu'ils soient basés sur des approches topologiques proches et suivant la même technologie pour éviter de déséquilibrer le comportement d'un système RF multivoies (Fig. 2.16). De même, une minimisation des pertes sera recherchée ainsi qu'une forte compacité.

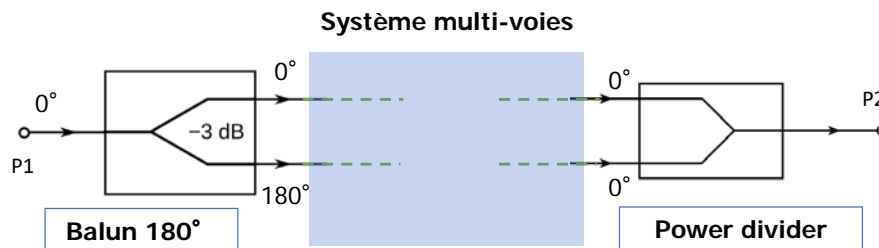


Fig. 2.16 : Exemple de système multivoies à base de balun 180° et de Power divider/Combiner

Ces architectures multi-voies peuvent être mise en œuvre dans des systèmes RF/hyperfréquences pour réaliser des voies Sommes (Σ) et Différences (Δ), dans des amplificateurs de puissance, pour faire de l'annulation (neutrodynage) de perturbations introduites de manière identique dans les voies ou encore de manières légèrement modifiées pour des applications de type front-end in-band full-duplex (§3.22.2)

La topologie devra si possible éviter le recours à des empilements multicouches de substrats diélectriques et éviter les vias métallisés pour en faciliter le transfert vers différentes technologies.

Pour éviter d'ajouter une compensation a posteriori d'un éventuel « déséquilibre » en phase et en gain des branches du système, une forte symétrie des baluns 180° et PWD sera recherchée.

Selon la configuration et l'applications visée, le balun 180° et le power divider pourront être permutées (Fig. 2.16) et donc pouvoir être utilisés indifféremment en mode séparation ou combinaison de signaux.

Power Divider

Les PoWer Divider (PWD) les plus courants fournissent une amplitude et une phase identique sur leurs 2 sorties. Comme un dispositif 3 ports ne peut pas intrinsèquement être à la fois sans-pertes, réciproque et adaptés à tous ces ports, des compromis sont nécessaires selon l'application visée.

En se limitant aux structures réalisables en technologie planaire, la synthèse de l'état de l'art des PWD ULB du Tableau 2.3 peut se résumer en 3 principales catégories : à base de lignes couplées, en jonction en T et de type Wilkinson. Les coupleurs directionnels sont plus intéressants pour une répartition déséquilibrée de la puissance sur les ports de sortie et les techniques à base de lignes couplées sont intrinsèquement moins large-bande que d'autres approches [53] et peuvent, si une augmentation de la bande est recherchée, i) devenir trop encombrantes ou ii) faire appel à des structures complexes (multicouches, fils de bonding, ...) incompatibles avec notre cahier des charges.

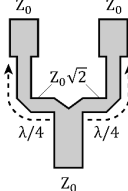
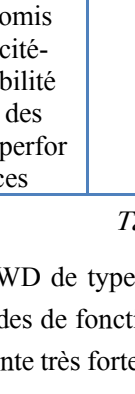
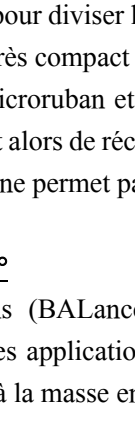
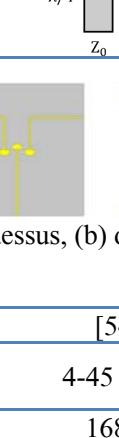
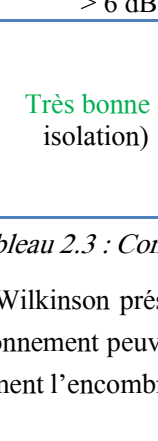
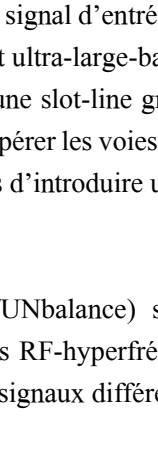
	PWD à Jonction en T	Wilkinson Power divider	PWD à partir de lignes couplées
Principe	Transformation quart-d'onde	Transformation quart-d'onde avec résistances d'isolation	lignes couplées
Architecture			
Exemples de mise en œuvre en ULB	 (a) dessus, (b) dessous		
Réf	[54]	[55]	[53]
Plage de fréquences	4-45 GHz	2-38 GHz et 8-67 GHz	3.1-10.6 GHz
Bande adaptée	168%	157-180%	110%
Isolation	> 6 dB	≥ 20 dB	≥ 10 dB
Compromis compacité-comptabilité cahier des charges/perforances	Très bonne (sauf isolation)	Moyenne (compacité)	faible

Tableau 2.3 : Comparatif des principales techniques de PWD ULB

Les PWD de type Wilkinson présentent l'avantage d'une meilleure isolation entre les ports de sortie. Leurs bandes de fonctionnement peuvent être étendues en cascadant de multiples sections quart-d'onde, ce qui augmente très fortement l'encombrement général surtout vers les basses fréquences et par conséquent les pertes.

D'autres techniques plus compactes sont apparues plus récemment et utilisent différentes transitions planaires pour diviser le signal d'entrée vers deux voies équité-réparties. Par exemple, il est possible d'obtenir un PWD très compact et ultra-large-bande [54] à partir d'une transition perpendiculaire en T entre une ligne d'accès microruban et une slot-line gravée dans le plan de masse microruban. Deux transitions identiques permettent alors de récupérer les voies de sortie sur le même niveau métallique qu'en entrée. Par contre, cette technique ne permet pas d'introduire un très bon niveau d'isolation entre les ports de sortie.

Balun 180°

Les baluns (BALance/UNbalance) sont également des dispositifs à trois ports utilisés dans de très nombreuses applications RF-hyperfréquences et qui permettent la transformation d'un signal asymétrique référencé à la masse en signaux différentiels. Le principe de base est illustré sur le schéma suivant :

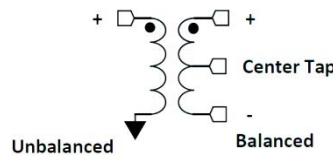


Fig. 2.17 : Illustration du principe de base d'un balun

La configuration souhaitée est celle d'un balun 180°, i.e. que les sorties sont équi-réparties en puissance mais en opposition de phase. Les caractéristiques spécifiques aux baluns (et aussi aux power-dividers) sont les suivantes :

1. un niveau d'adaptation le plus élevé possible sur les trois accès,
2. une différence d'amplitude la plus faible possible entre les deux voies de sortie (amplitude balance),
3. une différence de phase (erreur de phase) la plus faible possible autour de 180° entre les deux voies de sortie (phase balance) (autour de 0° pour un power divider),
4. si l'application le nécessite une isolation la plus élevée possible entre les voies de sortie,
5. la tenue en puissance.

A noter que toutes ces caractéristiques peuvent dépendre de la fréquence et qu'elles sont systématiquement plus difficiles à maintenir à des niveaux satisfaisants lorsque la bande de fonctionnement augmente. Comme pour les power dividers, il existe plusieurs technologies pour leur réalisation, parmi lesquelles des structures volumiques, e.g. à enroulements filaires et en guides d'ondes (le T magique) et également actives (intégrées) que nous éliminons d'emblée car non compatibles avec les spécifications souhaitées. Ne sont donc retenus ici que les dispositifs planaires et passifs dont les principales sont comparées au Tableau 2.4.

	PWD + inverseur de phase /déphaseurs	Baluns compact à transitions
Principe	PWD associé à un inverseur de phase dans une des branches de sortie	Jonction en T comportant une ou deux transitions
Exemples de mise en œuvre en ULB	<p>Balun+ inverseur à lignes couplées [52]</p>	<p>Transition microruban → stripline parallèle → microruban [52]</p>
	<p>Balun+ déphaseur [56]</p>	<p>Transition stripline → microruban [57]</p>

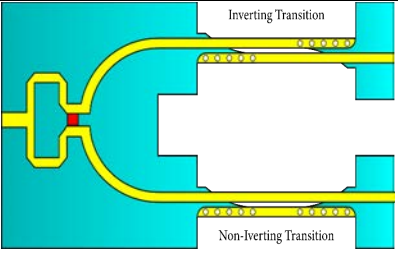
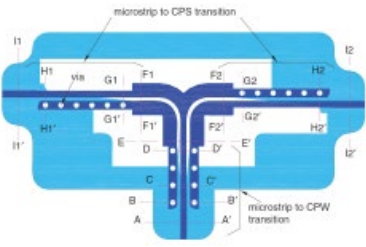
	 <p>Balun+ transition microruban → coplanar stripline modifié [52] à partir de [58]</p>	 <p>Transition microruban → CPW → CPS → microruban [59]</p>
Plage de fréquences	Contraintes par le Wilkinson PWD	Potentiellement très large
Isolation	> 20 dB	≥ 6-10 dB
Compromis compacité-comptabilité cahier des charges/performances	Moyenne (compacité) et pertes	Très bonne (sauf isolation)

Tableau 2.4 : Comparatif de baluns 180° ULB

Comme pour les power-divider, l'utilisation de transition planaire microruban-CPW-CPS-microruban ou microruban/slot-line/microruban semble la plus à même d'être compacte, ultra-large-bande et facilement réalisable. Cette dernière approche semble la plus pertinente car offrant le meilleur compromis pour le power divider et la possibilité d'y inclure directement l'inversion de phase. De plus, des configurations très proches sont possibles pour réaliser le power divider et le balun 180°, ce qui faciliterait l'équilibre des branches parallèles des systèmes multivoies.

Transition microruban → fente → microruban

L'étude a commencé par l'analyse de la transition microruban-fente ULB [54] (Fig. 2.18) en faisant une étude paramétrique [48]-[60] pour identifier les leviers pour optimiser la largeur de bande en adaptation, en transmission et minimiser les pertes.

La position de la ligne microruban de sortie peut être positionnée de deux façons (Fig. 2.19) :

- Type 2 : de la même manière que celle d'entrée pour conserver une orientation identique du champ E
- Type 1 : être placée de manière opposée par rapport à la ligne fente (Type I) pour créer cette inversion de phase (relativement à une transition de type II) grâce à une récupération du champ E selon une orientation opposée.

Plusieurs variantes ont été simulées, fabriquées et comparées expérimentalement dont les principales sont présentées en Fig. 2.19.

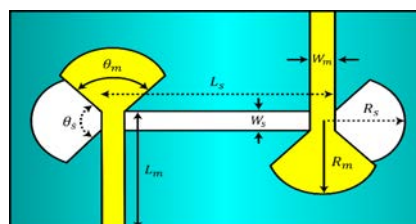


Fig. 2.18 : Transition microruban → ligne fente → microruban ULB avec les dimensions caractéristiques

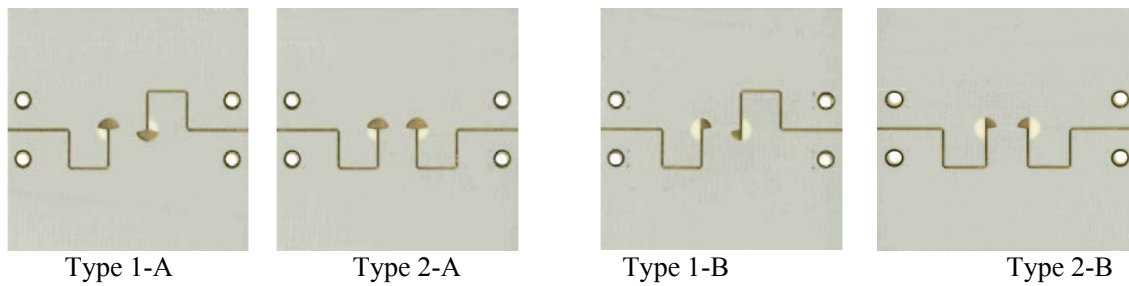


Fig. 2.19 : Variantes de Transition microuban → ligne fente → microruban

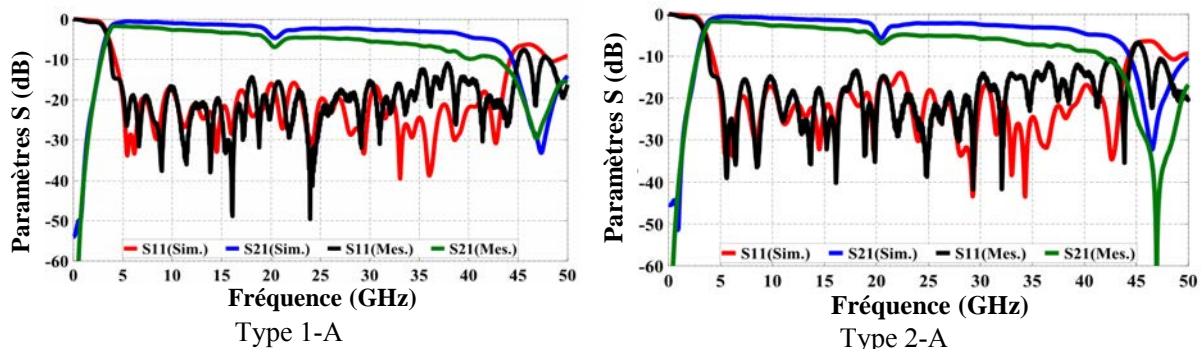


Fig. 2.20 : Paramètres S simulés et mesurés

Ces transitions présentent une bonne adaptation (>10 dB) sur la bande 4-45 GHz avec une légère accentuation des pertes vers 20 GHz (Fig. 2.20). Ce phénomène n'est pas présent pour les transitions 1-B et 2-B mais l'adaptation y est moins bonne en basses fréquences.

Les transitions 1 et 2 présentent des résultats très proches, ce qui est recherché pour concevoir, à partir de ces transitions, des baluns 180° et PWD aux réponses les plus similaires possible à l'opposition de phase près.

Baluns 180° et PWD 4-40 GHz

A partir de ces transitions et des principes décrits dans les Tableau 2.3 et Tableau 2.4, deux circuits, i.e. un PWD et un balun 180° [48]-[60], ont été réalisés (Fig. 2.21) selon la même procédure mais en inversant une des sorties microrubans pour le balun. D'ailleurs, dans la littérature, ce sont les termes « in-phase » et « out-of-phase » power dividers qui sont utilisés.

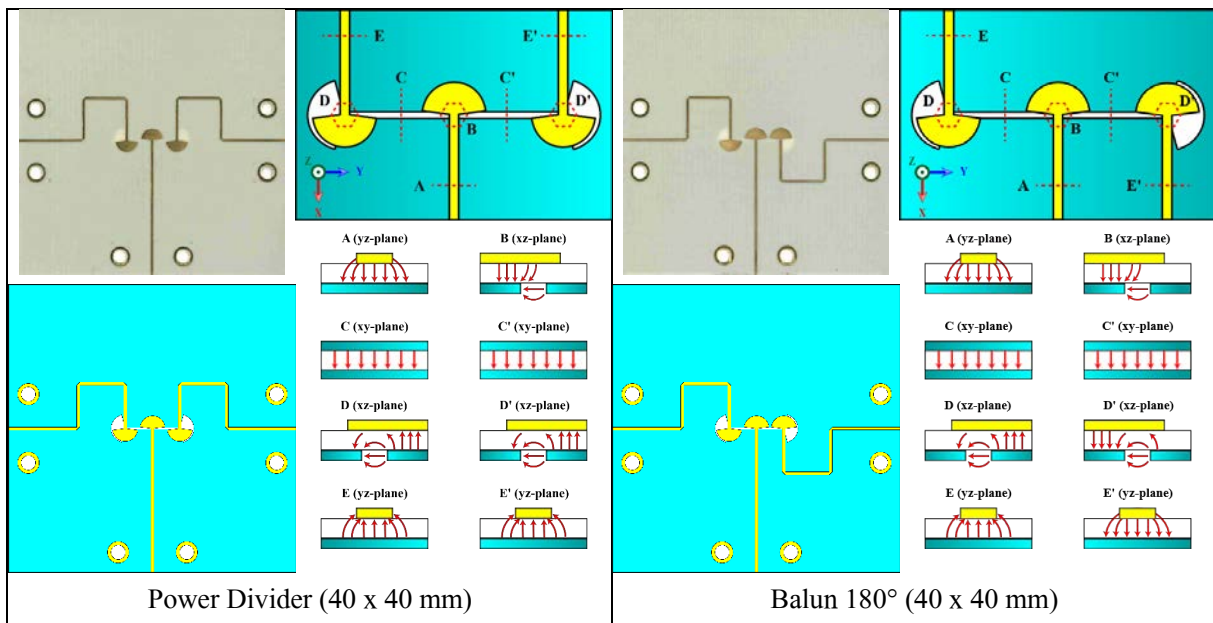


Fig. 2.21 : Photos, schémas et distribution des champs E dans le PWD et le balun 180°

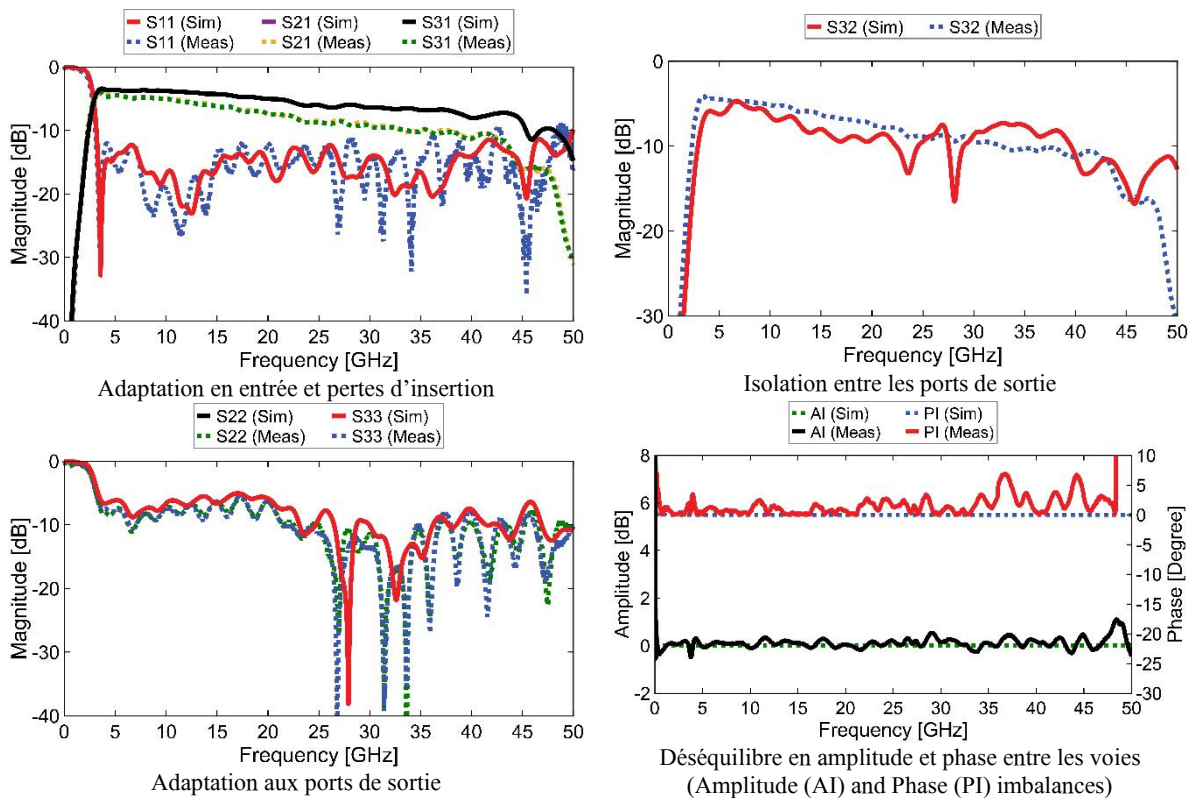


Fig. 2.22 : Paramètres S du Power Divider 4-40 GHz

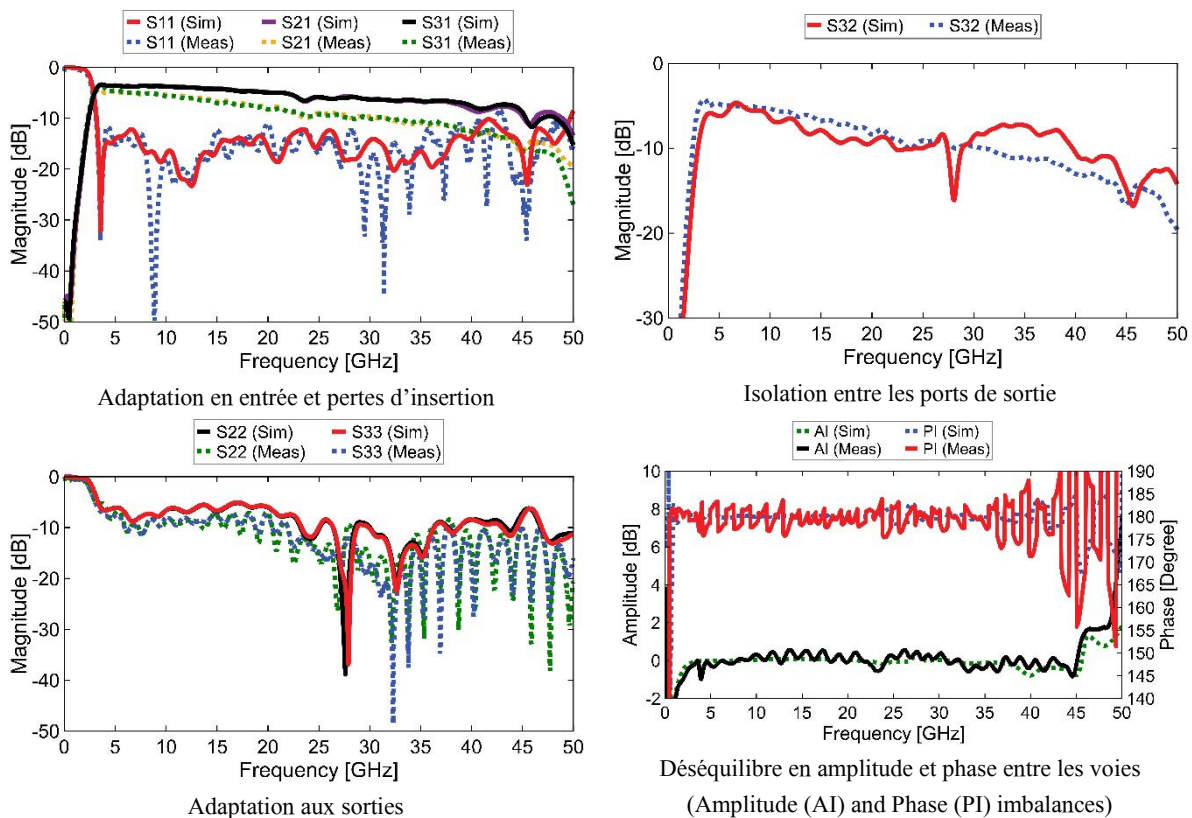


Fig. 2.23 : Paramètres S du balun 180° 4-40 GHz

Ces circuits ont été réalisés sur un substrat RO4003C ($\epsilon_r=3.55$, $h=0,203$ mm, $\tan\delta=0.0027$) sur des PCBs de mêmes dimensions (40 x 40 mm) pour des raisons de connectiques (connecteurs K Southwest 2.4 mm). Cette taille pourrait être fortement réduite si nécessaire car la zone utile (transitions) est de 12 x 4 mm.

Analyse des résultats simulés et mesurés :

- Les bandes attendues sont obtenues et même au-delà pour les fréquences hautes : respectivement 4-43 GHz. Ces résultats montrent que cette approche permet d'obtenir un comportement satisfaisant sur environ une décade,
- En simulation, les pertes commencent à un peu plus de 3 dB et augmentent jusqu'à environ 6 dB à 20 GHz et 8 dB à 40 GHz, sachant que 3 dB sont nativement dues à la division de puissance. En mesure, les pertes sont plus importantes, supérieures en moyenne d'environ 2 dB à 20 GHz et de 3 dB à 40 GHz. La légère dégradation des circuits qui a eu lieu lors de leur finition peut en être à l'origine,
- Le déséquilibre en amplitude entre les voies de sortie est bien contenu et reste inférieur à ± 0.5 dB, alors que l'écart de phase entre les sorties du PWD est de 0° avec une déviation maximale $+5^\circ$ au maximum et atteint $180^\circ \pm 7^\circ$ pour le balun,
- Le port d'entrée (S_{11}) est bien adapté sur toute la bande spécifiée, par contre les ports de sortie (S_{22} et S_{33}) ne sont pas correctement adaptés ni isolés (S_{32}). Pour rappel, un composant à 3 ports sans perte et réciproque ne peut être adapté à tous ces accès simultanément.

Pour les besoins de nos projets, d'autres variantes ont été fabriquées :

- Même architecture de PWD et balun 180° pour la bande 1-20 GHz : résultats également conformes aux attentes et présentant des pertes plus faibles (circuits et réponses non présentés ici),
- Selon le type d'applications visées, ne pas avoir des ports de sortie parfaitement adaptés et suffisamment isolés entre eux peut s'avérer problématique. Nous avons donc également développé (Fig. 2.24) sur la base de cette première approche des diviseurs de puissance ultra-large-bande de type Wilkinson selon 2 configurations : sortie en phase ou sortie en opposition de phase pour la bande 4-40 GHz.

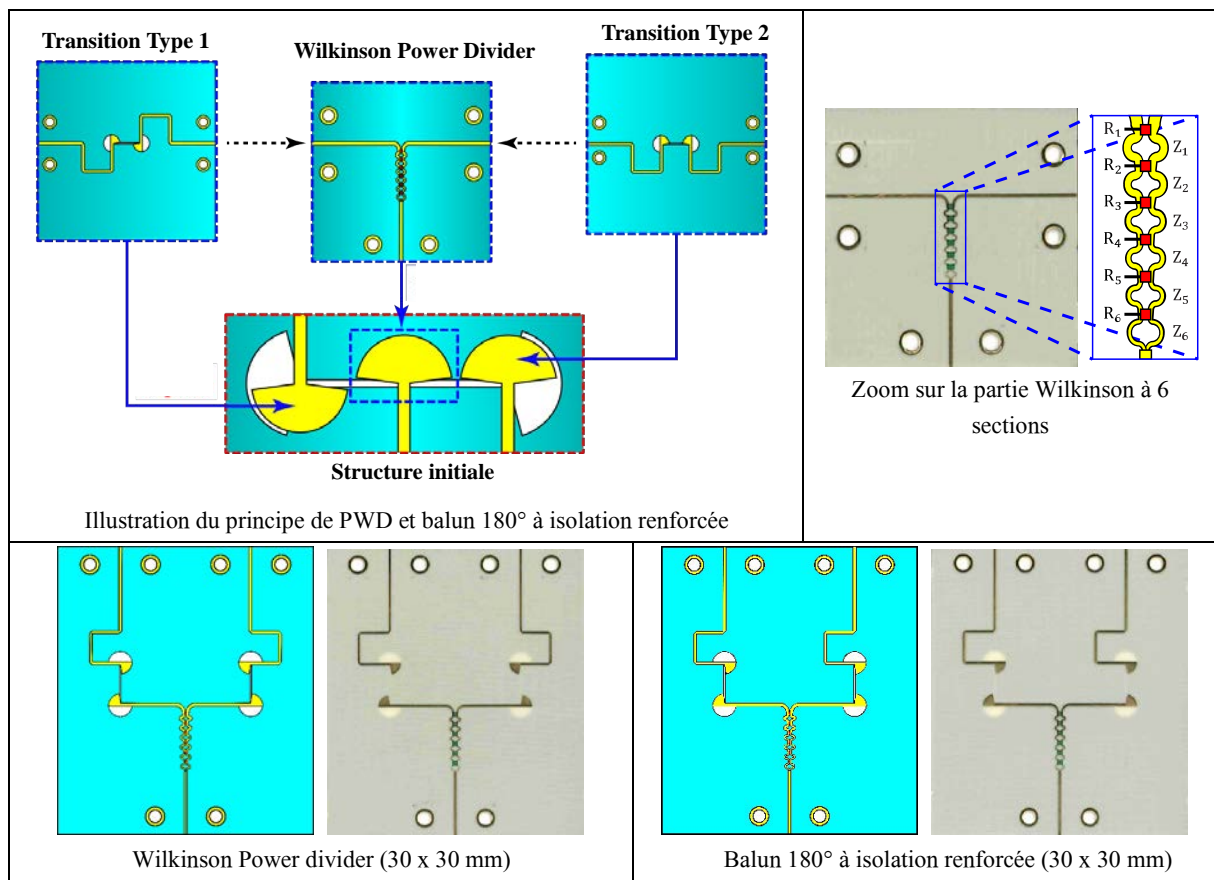


Fig. 2.24 : Wilkinson PWD et balun 180° à isolation améliorée

Les résultats obtenus pour ce balun 180° et ce power Divider de type Wilkinson sont très proches de ceux obtenus pour les baluns et PWD précédents (Fig. 2.22 et Fig. 2.23) avec cette fois-ci une isolation d'au moins 20 dB de 5 à 37 GHz entre les ports de sortie et de 15 dB dans la bande 4-44 GHz.

Synthèse sur ce projet :

Cette section a décrit l'étude et la réalisation de transitions permettant une inversion de phase, de baluns 180° et de diviseurs de puissance ultra-large-bande. Douze circuits différents ont été développés, réalisés et mesurés :

- *Transitions microruban-slotline de 2 types,*
- *Transitions microruban-slotline optimisées,*
- *Baluns et power dividers en bande 4-40 GHz et 1-20 GHz,*
- *Wilkinson Power Divider et baluns à isolation renforcée pour des bandes 4-40 GHz et 1-20 GHz.*

L'utilisation de ces transitions pour la réalisation de diviseur de puissance et de baluns a montré qu'il était possible d'obtenir des bandes de fréquence supérieure à une décade. Les résultats sont globalement au niveau de l'état de l'art dans le domaine avec une compacité supérieure. Pour rappel, les circuits ne comportent pas de vias et ne nécessitent qu'une seule couche de substrat.

De plus, nous avons proposé des approches pour renforcer l'adaptation en sortie et pour améliorer l'isolation entre les ports de sortie sans trop augmenter les dimensions des dispositifs. Les PWD et baluns correspondant ont été réalisés en conservant au maximum des structures identiques pour éviter des déséquilibres entre branches pour une utilisation en division/recombinaison dans des systèmes multi-voies.

Inconvénients : *Cependant, des pertes supérieures en mesure aux valeurs attendues ont été constatées et ont vraisemblablement plusieurs origines : i) lors du process de fabrication, une des étapes (recuit) a dégradé partiellement l'ensemble du panneau (à cause de la finesse du substrat) regroupant les circuits ; ii) ce substrat fin (203 μm) est fragile et très souple, et les circuits réalisés ont tendance à se courber et supportent assez mal le poids des connecteurs K et des câbles de mesure ce qui peut altérer les réponses attendues (plusieurs circuits ont d'ailleurs été brisés) ; iii) de plus, les mesures fournies intègrent les pertes dues aux connecteurs (mesures brutes sans de-embedding).*

De plus, l'amélioration de l'isolation entre sortie et de l'adaptation en sortie ne peut se faire qu'à partir de résistances ou à partir de dépôts de matériaux résistifs (Wilkinson à sections multiples), ce qui implique nécessairement une taille plus conséquente des dispositifs.

Voies d'amélioration :

La première voie d'amélioration porte sur un autre choix de substrat, plus rigide, mais aussi fin (200 μm) pour conserver des bandes aussi larges, et si possible présentant des pertes intrinsèques plus faible (type RT6002, $\tan\delta=0,0012$ par exemple).

Nous pourrions également privilégier des mesures sous pointes au lieu d'utiliser des connecteurs K pour minimiser les contraintes mécaniques sur les circuits.

Enfin, un blindage des circuits serait à envisager selon la proximité et le type de composants reportés sur le substrat ou intégrés sur celui-ci car les lignes fentes ont tendance à rayonner.

2.3 Déphaseurs large-bande analogiques (à base de varactors)

2.3.1 Contexte

Les sections précédentes ont décrit des cellules déphasantes de valeurs fixes (45° , 90° , 180° , ...) qui permettent une simplification, via des matrices de Butler par exemple, de la commande du système de dépointage pour des antennes réseaux à commande de phase ou encore pour une mise en œuvre dans des systèmes multivoies. Cependant, l'utilisation et surtout la miniaturisation des matrices de Butler s'avèrent plus complexes pour des antennes comportant un grand nombre d'éléments rayonnants. Evidemment, ces cellules déphasantes peuvent également être utilisées comme éléments unitaires dans des réseaux de déphasage à commutation (§2.4) qui proposent, de facto, uniquement des valeurs discrètes de phase.

A l'opposé, les déphaseurs analogiques délivrent un déphasage réglable en continu, généralement contrôlés par une tension. Ils utilisent majoritairement des varactors mais aussi des matériaux dont les propriétés peuvent être contrôlées électriquement.

Historiquement cette catégorie de déphaseurs se retrouvait essentiellement dans des antennes réseaux à commande de phase pour des applications satellitaires orientées défense, des télécoms par satellite et pour des radars civils de météorologie.

Cette tendance bouge cependant depuis quelques années car de nombreuses nouvelles interfaces radio (5G, ...) et des systèmes de défense aériennes sont susceptibles de mettre en œuvre ces déphaseurs analogiques pour la réalisation de systèmes antennaires à formation/dépointage de faisceau [61].

Cependant, le facteur limitant l'utilisation de ces déphaseurs analogiques réside dans un surcôt généralement plus important que pour des déphaseurs numériques à performance équivalente (uniformité du comportement, bruit, facilité de commande).

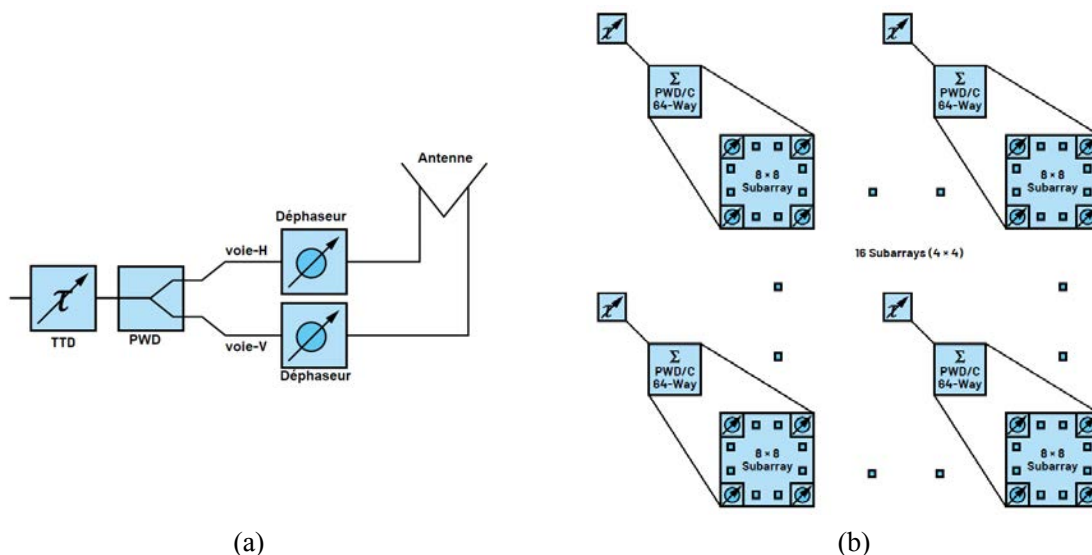


Fig. 2.25 : Association déphaseurs TTD et déphaseurs analogiques pour minimiser le dépointage en fonction de la fréquence : (a) illustration pour une branche et (b) pour un réseau à 1024 éléments (32×32)

Le regain d'intérêt pour ces circuits analogiques est également dû au besoin d'élargissement de bande de fréquence pour les antennes réseaux à commande de phase qui impose de lutter contre le dépointage de

faisceau en fonction de la fréquence (beam squint). Ce phénomène est atténué si on combine des déphasages pour des petits groupes d'antennes (sub array) et des lignes à retard affectées au signal de sortie de ces groupes (combinaison TTD et analog phase shifter [62]) tel qu'illustré à la Fig. 2.25 pour une antenne à polarisation croisée (H et V).

Dans ce contexte, nous avons également mené une étude portant sur la recherche de topologies innovantes de déphaseurs analogiques avec les objectifs suivants :

- Déphasage relatif large-bande pour répondre aux exigences liées à la montée des débits,
 - a minima 180° , et tendre vers 360° ,
 - platitude de phase $<5^\circ$ sur la bande,
- à faible coût, ce qui implique :
 - une variation minimale des pertes d'insertion en fonction des valeurs de phase et sur toute la bande de fréquence pour éviter l'ajout d'amplificateur réglable ou d'éventuels post-réglages,
 - une commande simplifiée et si possible unique pour chaque déphaseur → recherche d'un ratio plage de variation/complexité (nombre total d'éléments d'accord) optimal,
- déphaseur réciproque,
- compacité et/ou intégration possible.

Pour les déphaseurs analogiques, l'utilisation de varicap comme élément de commande est toujours majoritaire et semble toujours présenter le meilleur compromis.

La démarche que nous avons initiée avec le post-doctorant Khaled Khoder [63]-[64]-[65] a donc d'abord porté sur la recherche d'une topologie optimale de déphaseur, c'est-à-dire proposant une grande agilité de phase pour un niveau de perte faible et sur une largeur de bande compatible avec les spécifications actuelles et futures. Cette topologie étant ensuite associée aux dernières générations de varicaps disponibles.

2.3.2 Principe et comparaison à l'état de l'art

De multiples voies d'études ont été identifiées dans la littérature et trois approches distinctes ont été testées et comparées :

- La structure très classique du déphaseur de Schiffman qui permet d'obtenir un déphasage relatif constant sur de relativement larges bandes. Ce déphaseur proposé par Schiffman [66] consiste en deux lignes couplées quart d'onde connectées à une de leur extrémités (Fig. 2.26.a). Le déphasage est constant à 90° relativement à celui d'une ligne non-couplée de longueur triple. Une méthode générale de synthèse et plusieurs modifications pour obtenir d'autres valeurs de phase et élargir la bande de fréquence ont été proposées mais aucune topologie de déphaseur à variation continue de phase à base de Schiffman n'était référencée au moment de l'étude,
- Le déphaseur RTPS [67] à base de coupleur hybride (Fig. 2.26.b) et dont les charges sont constituées de varactor pour permettre une variation continue du déphasage,
- La structure passe-tout d'Hayashi (Fig. 2.26.c), réalisée en MMIC [68] et qui présente de meilleures performances en large-bande que les circuits combinant passe-bas/passe-haut.

Pour obtenir un maximum d'agilité sur une bande large avec une bonne platitude de phase, ainsi que des pertes réduites, nous avons combiné une structure de Schiffman et cette dernière structure passe-tout. La

nouvelle topologie décrite ici (Fig. 2.26.cd) peut d'ailleurs être considérée soit comme un déphaseur de Schiffman auquel est ajouté 2 varicaps pour obtenir l'agilité de phase (une connectée à la masse et l'autre en début de lignes couplées), soit comme une cellule passe-tout d'Hayashi repliée pour introduire un couplage entre les lignes microrubans. Cette topologie a été dénommée **CLAP-PS** pour Coupled-Line All-Pass Phase Shifter.

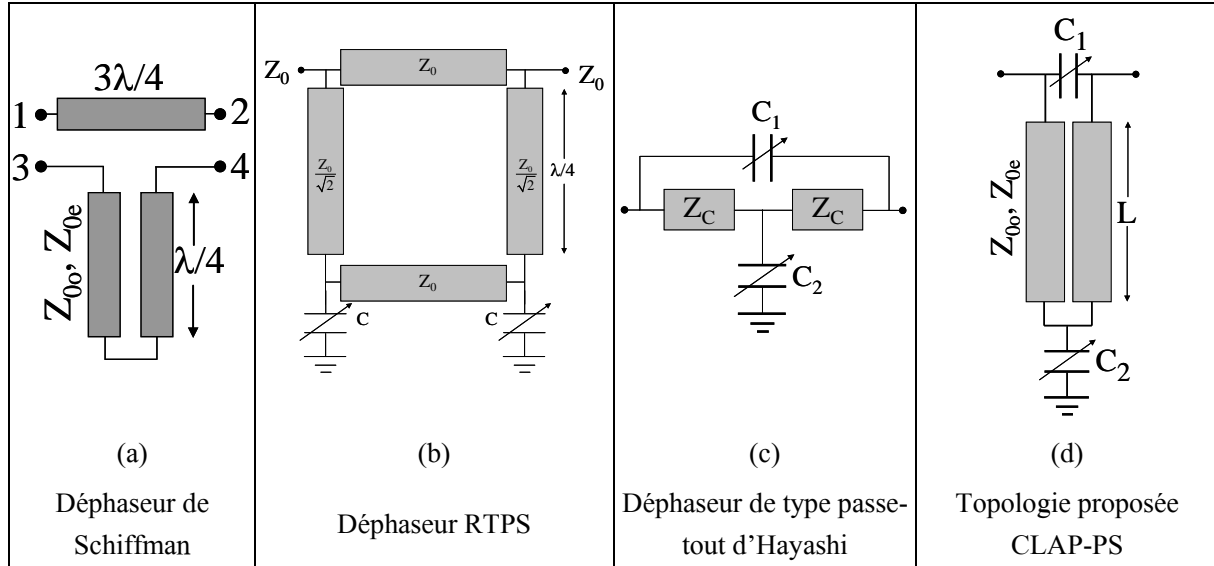


Fig. 2.26 : Catégories de déphaseurs analogiques étudiés et comparés

2.3.3 Synthèse, conception et réalisations de déphaseurs passe-tout en bande S

Un des obstacles majeurs rencontrés lors de la recherche de topologies large bande est d'assurer un niveau d'adaptation suffisant dans cette bande pour toute la plage de variation de phase (180 ° par cellule ici).

L'analyse de notre topologie se fait en décomposant l'étude en modes pair et impair. Pour une longueur des lignes couplées typiquement de $\lambda/4$ à une fréquence f_0 , le calcul du coefficient S_{11} se simplifie comme suit :

$$S_{11}(f_0) = \frac{Z_{0e}^2 C_2 \omega_0 - 4Z_0^2 C_1 \omega_0}{Z_{0e}^2 C_2 \omega_0 + 4Z_0^2 C_1 \omega_0 + 2j(Z_{0e}^2 C_1 C_2 \omega_0^2 - 1)}$$

L'adaptation est alors réalisée pour :

$$C_2 = 4\left(\frac{Z_0}{Z_{0e}}\right)^2 C_1$$

Cette relation permet de fixer un rapport entier entre les capacités C_1 et C_2 en ajustant la valeur de l'impédance du mode pair des lignes couplées, soit : $k = C_2/C_1 = 2$ pour $Z_{0e} = \sqrt{2} \cdot Z_0$.

Les équations de synthèse non simplifiées sont détaillées en [63]-[64]-[65] et [69] pour notre travail et notre topologie a été reprise et d'autres formulations plus compactes de nos équations de synthèse ont été décrites récemment dans [70] et [71].

Une comparaison sur une large bande (Tableau 2.5) du comportement de la topologie proposée ainsi que celle des techniques concurrentes à base de varactor, i.e. RTPS à coupleur hybride et cellule passe-tout d'Hayashi a permis l'identification d'une plage de variation de phase maximale à $f_0/2$ pour notre topologie (5 GHz dans notre exemple).

De plus, grâce au degré de réglage supplémentaire introduit par les lignes couplées (par rapport au déphaseur d'Hayashi), il est possible d'obtenir une adaptation plus large-bande tout en optimisant une plage importante de variation de phase. En effet, les cellules de base des différents déphaseurs analogiques montrent des performances sensiblement identiques de l'ordre de 110° à f_0 (en conservant une adaptation meilleure que 10 dB) alors que la cellule couplée de type passe-tout atteint 200° à $f_0/2$ tout en étant adaptée. A noter qu'il est impossible d'obtenir de tels niveaux avec les 2 autres topologies y compris après optimisation des différents paramètres.

Topologie de déphaseurs			f_0 (10 GHz)	$f_0/2$ (5 GHz)
RTPS (avec coupleur hybride 90°)		Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_0, Z_0 / \sqrt{2}, \lambda/4$	<u>28° pas d'adaptation.</u>
		$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté	
		$\Delta\phi$ (°)	$\approx 110^\circ$	
Déphaseur d'Hayashi (all-pass network)		Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_C=Z_0, \lambda/4, C_2=4.C_1$	<u>154° mais désadapté</u> $ S_{11} _{dB} > -10$ dB dès $C_1 > 0.5\mu F$
		$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté (plus large-bande que RTPS)	
		$\Delta\phi$ (°)	$\approx 110^\circ$	
Topologie proposée CLAP-PS		Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_{0e} = \sqrt{2}.Z_0$ $L = \lambda/4$ à $f_0, C_2=2.C_1$	$Z_{0e}=92 \Omega, Z_{0o}=47 \Omega,$ $L \approx \lambda/4$ à $f_0, C_2=2C_1$ $S_{11} _{dB} < -11$ sur une large-bande <u>$\approx 200^\circ$</u>
		$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté (adaptation large-bande)	
		$\Delta\phi$ (°)	97°	

Tableau 2.5 : Comparaison des déphaseurs (en configuration basique) pour une variation ΔC de 0,1 à 1 pF.

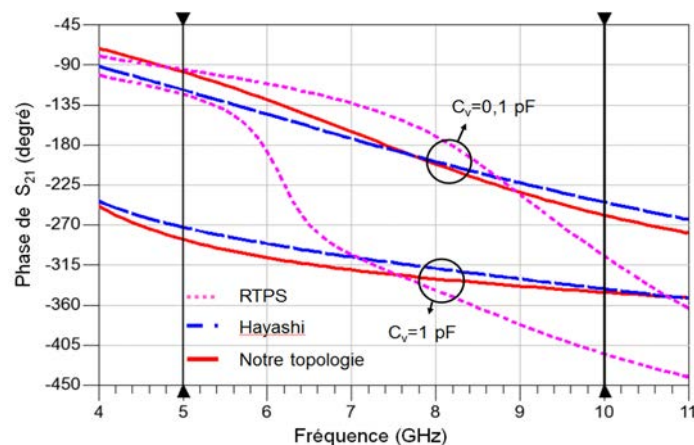


Fig. 2.27 : Comparatif des variations de phase à f_0 et $f_0/2$ pour une variation ΔC de 0,1 à 1 pF

Pour vérifier et valider ces performances théoriques, nous avons d'abord réalisé (Fig. 2.28) un premier démonstrateur à un étage [63]. Les pertes sont relativement faibles de l'ordre de $1,8 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ sur une bande 4-7 GHz avec une adaptation meilleure que -12 dB et une variation de phase supérieure à 180° avec une seule cellule bien plus compacte que les deux autres topologies présentées ici. Le Facteur de Mérite (FoM défini ci-dessous) obtenu est de $105^\circ/\text{dB}$:

$$FoM = \Delta\varphi_{\max} / \text{Pertes d'Insertion}_{\max}$$

Sur une bande plus faible de 6 à 7 GHz, la platitude de phase relative est de $\pm 8^\circ$ au maximum quelle que soit la tension de commande des varactors.

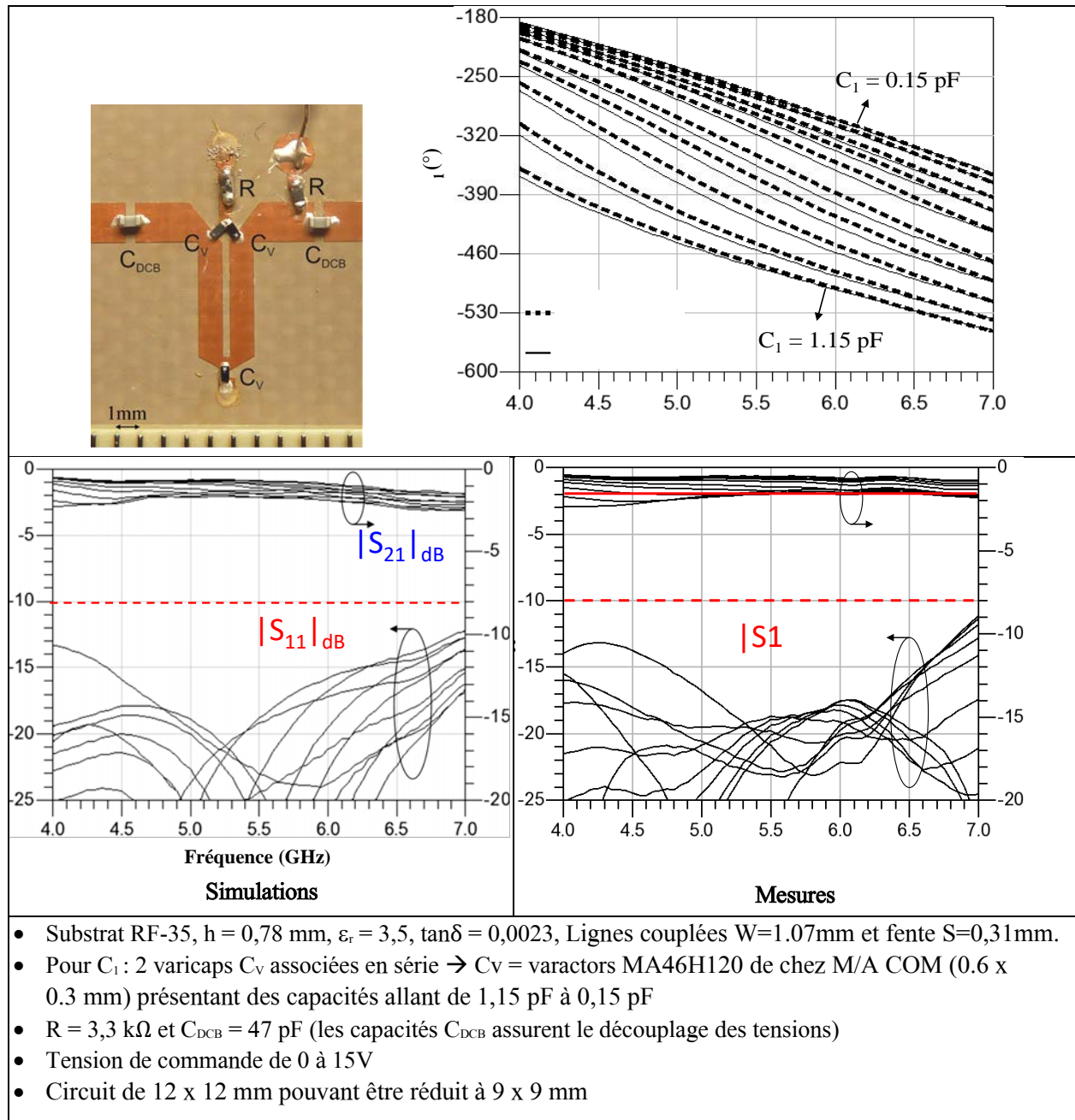


Fig. 2.28 : Photos, simulations et mesures du déphaseur à 1 étage

On observe (Fig. 2.28) un bon accord entre simulations et mesures, bien que la platitude de phase demande à être améliorée. L'évaluation par post-simulation de la contribution des varicaps montre qu'elles participent à hauteur de 0.7 dB en moyenne sur les pertes dans la bande.

Suite à ces premiers résultats encourageants, un déphaseur à 2 cellules a été étudié pour atteindre 360°. Par rapport au 1^{er} prototype, un effort supplémentaire a été mené pour l'obtention d'une bonne platitude de la phase relative sur une large bande. La bande a été réduite à une largeur de bande de 1 GHz centrée sur 7,2 GHz, les deux cellules ont été optimisées pour des fréquences différentes en intégrant les paramètres S mesurés des varacteurs.

L'excellente compacité de la cellule déphaseuse est due à la fois à un point de fonctionnement optimal à $f_0/2$ pour un design à f_0 et à la configuration repliée/couplée des lignes. De plus, cette topologie permet d'utiliser des astuces de design pour assurer simplicité et compacité. Ainsi pour 2 cellules, seulement 1 seul point de polarisation (Fig. 2.29) est nécessaire grâce à l'utilisation pour C_v de deux varacteurs tête-bêche en série.

Les pertes d'insertion sont mesurées à $2,9 \text{ dB} \pm 1,3 \text{ dB}$ et l'adaptation est meilleure que 9,4 dB dans la bande 6,7-7,7 GHz. La variation de la phase relative est de 0-380° (référence à $V_{\text{bias}}=15 \text{ V}$) pour C_v variant de 0,15 à 1,15 pF avec une platitude de phase de $\pm 11^\circ$. Le Facteur de Mérite (FoM) obtenu est de 90,5 %/dB, légèrement plus faible que pour une cellule (105 %/dB), mais ici une meilleure platitude de phase a été recherchée. Ainsi, si les platitudes en phase et en gain sont les critères prioritaires, celles-ci sont de $\pm 4,5^\circ$ et $2,8 \text{ dB} \pm 1,2 \text{ dB}$ en réduisant la bande à 6,7-7 GHz pour un FoM de 98 %/dB.

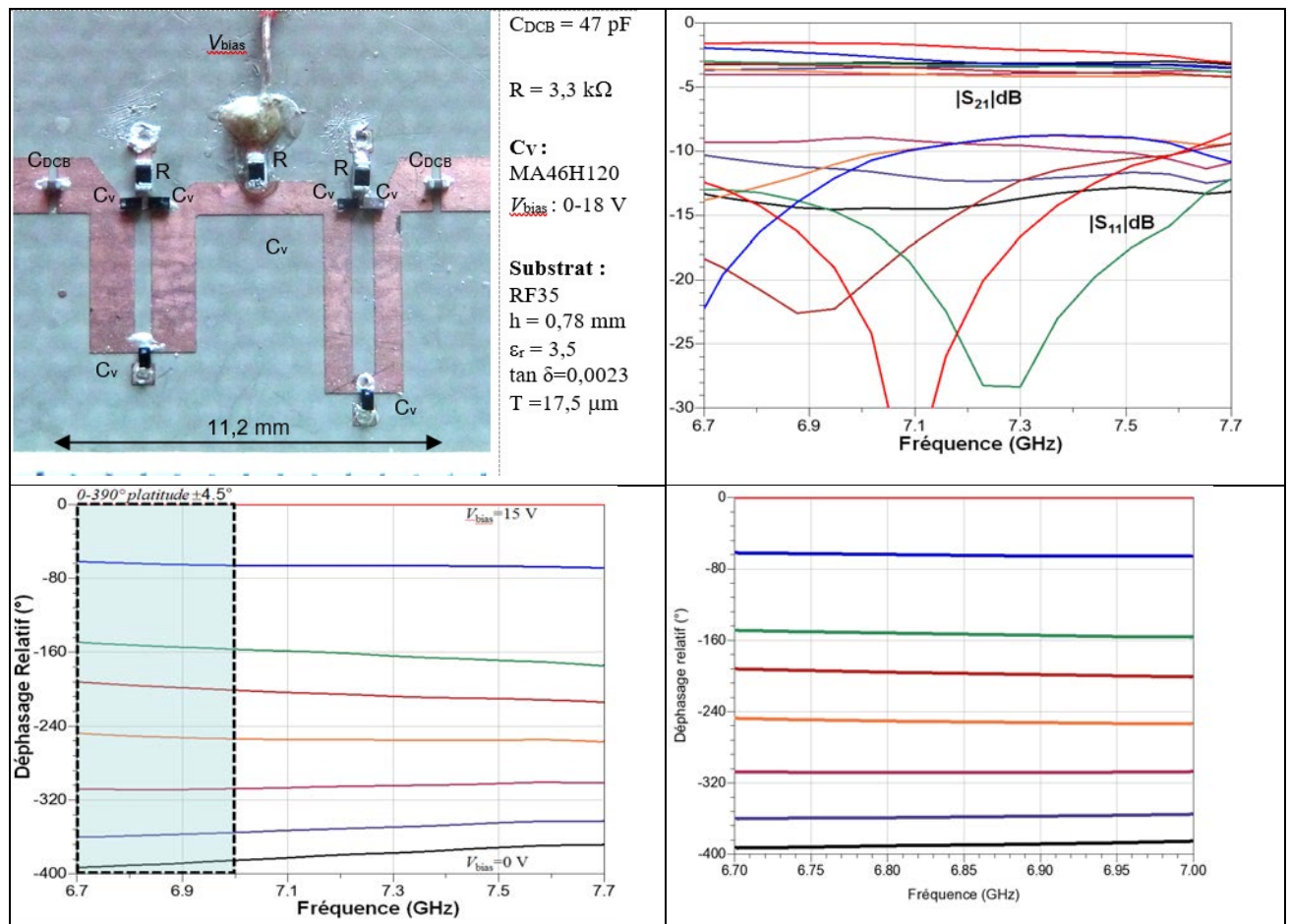


Fig. 2.29 : Photos, simulations et mesures du déphaseur à 2 étages

Le FoM classiquement utilisé pour les déphaseurs est un 1^{er} élément de comparaison des performances mais il ne tient notamment pas compte de la largeur de bande, ni de la fréquence de travail considérée. Ainsi, il est bien plus aisé d'optimiser les performances (pertes, adaptation, agilité) d'un déphaseur pour un seul point de fréquence que sur une bande de fréquence large, particulièrement si une platitude de la phase relative est recherchée. Comme l'illustre le Tableau 2.6 où les paramètres significatifs de déphaseurs utilisant des varactors/capacités variables sont détaillés, cette platitude de phase est délicate à obtenir sur une large bande à l'aide de varactor. Toujours à cause des varactors, en augmentant la fréquence de travail les pertes d'insertion augmentent et le FoM se dégrade.

Type	Fréq. (GHz)	Variation de phase $\Delta\phi$ (°)	Variation varactors ΔC (pF)	Pertes insertion α_{max} (dB)	Nbre varactors	Platitude de phase (°)	Facteur de Mérite (°/dB)	Taille relative / λ	Réf
All-pass network Hayashi	12 - 14	180	0,25-0,6	4,7	4 (8 en pratique)	$\approx \pm 27$	38.2	$\approx 0,2*0,1$ en replié	[68]
Improved RTPS	10	380	0.06-2,9 (théorique)	5,2	4	Non	73	$\approx 2*2$	[72]
Line loaded by varactors	5 - 6	360	/	5,7	16	Non	53.7	/	[73]
LH line	4,4 - 5,6	180	0,4-1,25	4,5	8	Non	40	En localisé	[74]
Improved RTPS	11 - 13	360	/	7,8	8	$\approx \pm 30$	46.2	/	[75]
RTPS with DGS	1.9 - 2.1	230	/	1,5	2	± 11	153	$>1/4 \times 1/4$	[76]
Improved RTPS	11,5-12,5 30-31	360 315	0,1-3,56	3,8 5,4	4	$\approx \pm 15$ $\approx \pm 30$	94 58	1,7x1,7 2,7x2,7	[77]
Improved RTPS	12	390	0,15-2	3	6	Non	130	$\approx 5/4 \times 1$	[78]
Improved RTPS	1,95-2,15	>400	0,45-2,72	3,5	12	Non	$\approx 120-140$	$3/4 \times 1/4$	[79]
Improved RTPS	9-11	392	0,13-2,2	2.1 \pm 1.3	4	Non	80	1/4x1/4	[80]
CLAP-PS	6-7	190	0,15-1,15	1,8	2 (3 en pratique)	$\pm 8^\circ$	105	1/8x1/8	Ce travail
	6,7 - 7,7	380		4,2	4 (6 en pratique)	$\pm 11^\circ$	90.5	1/8x1/4	

Tableau 2.6 : Comparaison des déphaseurs analogiques à base de varactors.

La topologie proposée ici dans une configuration de base affiche déjà un excellent compromis FoM/largeur de bande/platitude/compacité. Seules les topologies RTPS à charges complexes (multiples varactors, stubs, lignes, ...) présentent un FoM supérieurs mais au détriment soit de la compacité, soit de la platitude de phase.

2.3.4 Conception de déphaseurs analogiques large-bande en CMOS 65nm pour les bandes 24/28 GHz

Le déphaseur CLAP décrit précédemment est potentiellement intégrable et le CEA-LETI s'est montré particulièrement intéressé par cette topologie intrinsèquement compacte et nous avons recruté un post-doctorant, Marcos L. Carneiro, ayant déjà une expérience de conception de circuits intégrés pour développer en partenariat avec l'IMEP LAHC (puis RFIC-Lab devenu TIMA) et le CEA-LETI un déphaseur compact passe-tout large-bande basé sur des lignes couplées à ondes lentes en CMOS 65 nm autour de 26 GHz pour une intégration en technologie CMOS [81]-[82].

Le contexte de ce projet collaboratif NEBLINA cible les nouvelles bandes de fréquence de la 5G au-delà de 6 GHz. En effet, des bandes de fréquences dites millimétriques autour de 26 GHz (24,25-27,25 GHz) ont

été réservées aux US et en Europe et des expérimentations sont en cours en France uniquement dans la bande (26,5 – 27,5 GHz) et sous le contrôle de l'ARCEP même si l'intérêt pour ces bandes semblent diminuer actuellement. Les caractérisations en 5G du canal à ces fréquences ont montré que l'utilisation de réseaux d'antennes très directifs et à faisceaux reconfigurables (5G NR with Massive MIMO Beam Forming) permettent d'améliorer le bilan de liaison entre émetteurs et récepteurs. Même si plusieurs équipes de recherche et des industriels ont déjà développé des démonstrateurs et des équipements (Beamformer et MIMO Antenna Front-end) en cherchant à réduire au maximum la taille d'intégration de ces systèmes d'antennes réseaux à commande de phase, ces modules radios sont toujours identifiés comme un des sujets d'études et de recherche prioritaires pour la période 2022-2032 [83].

Dans ce contexte de miniaturisation particulièrement problématique aux bandes basses des bandes millimétrique, nous nous sommes focalisés sur le design de déphaseurs analogiques ultra-compacts intégrés en technologie CMOS 65nm dédiés à cette bande de fréquence de 26 GHz en ciblant une variation plus réduite de la phase (i.e. 45°) car comme évoqué précédemment ces déphaseurs sont généralement associés à des déphaseurs numériques et/ou TTD.

Classiquement, l'utilisation d'éléments distribués en intégré est à réserver aux bandes au-delà de 60 GHz pour éviter des surfaces de composants trop importantes, mais dans ce projet cela devient raisonnable car nous nous sommes basés sur notre topologie CLAP-PS à lignes couplées de longueur $\lambda/8$ donc intrinsèquement compacte en la conjuguant à une technologie de type ondes lentes (Slow Waves) permettant de réduire encore les dimensions longitudinales d'un facteur 3 tout en améliorant le facteur de qualité.

De plus, l'approche sur lignes couplées coplanaires (CPW) à ondes lentes (CS-CPW : Coupled Shielded – CoPlanar Waveguide) utilisée ici autorise une facilité, des souplesses d'intégration et différents degrés de liberté compatibles avec un process CMOS.

2.3.4.1. Déphaseurs CLAP CMOS microruban

Ce déphaseur CLAP en technologie CMOS 65 nm utilise des lignes couplées classiques en microruban (sans ondes lentes) et servira de référence pour les autres prototypes réalisés en lignes CPW couplées à ondes lentes.

Trois outils différents ont été utilisés : ADS pour les premiers réglages et l'optimisation du circuit, HFSS pour le design des parties distribuées et Cadence pour les lignes d'accès, Pads, varactors, et la simulation du système complet.

Le kit de design CMOS 65nm provient de STMicroelectronics (sous Cadence) et le CEA-LETI a développé des modèles spécifiques sous Cadence et ADS pour les lignes microrubans et les varactors.

Dans ce projet, notre cahier des charges n'est pas d'obtenir la plus grande variation de phase possible mais :

- Un déphasage réglable de 0 à 45 ° en continu,
- Platitude (erreur) de phase < 5°,
- Une variation des pertes d'insertion < 1 dB qui réduit les besoins en amplification/atténuation,
- Un minimum de consommation, a priori garanti ici par l'utilisation de varactors,
- Une forte compacité.

En technologie CMOS, la plage de variation est bien plus restreinte, typiquement d'un facteur 2, qu'en technologie hybride.

Après synthèse puis optimisation sur ADS, i.e. au niveau circuit, les paramètres du déphaseur CLAP sont décrit à la Fig. 2.30, puis le circuit final a été optimisé d'abord sous HFSS pour les différentes parties distribuées puis sous Cadence (Fig. 2.30)

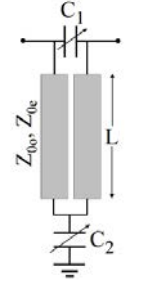
	Varactors		Lignes couplées
	$C_1 : C_{\min}=50 \text{ fF}$ $C_2 : C_{\min}=100 \text{ fF}$ $C_{2\min}/C_{1\min} = 2$ $\Delta C=C_{\max}/C_{\min} = 2$	$Z_{0e}=92 \Omega$ $Z_{0o}=47 \Omega$ Longueur électrique $\theta \approx 45^\circ$ à 28 GHz \Leftrightarrow Longueur L	

Fig. 2.30 : Schéma et caractéristiques du déphaseur CLAP en simulation « Circuit »

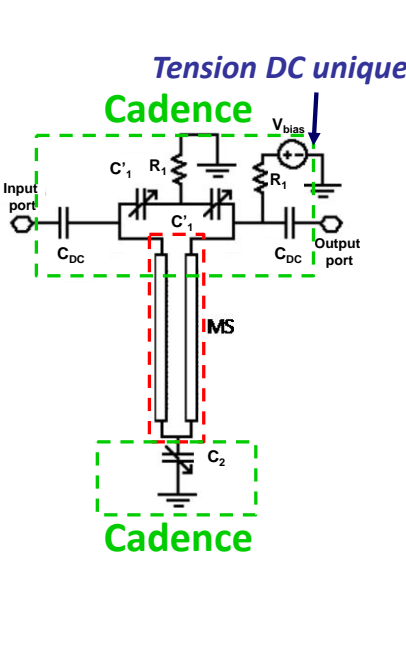
	Varactors	Lignes couplées
	epo12nw dans le 65-nm CMOS DK de StMicroelectronics $C'_1 = 76,6 \text{ fF}$ à 153,6 fF $Q = 22,4$ à 14,3 $C_2 = 145,3 \text{ fF}$ à 302,4 fF	$W = 11 \mu\text{m}$, $S = 14 \mu\text{m}$, $L = 1247 \mu\text{m}$, Longueur électrique $\theta \approx 75^\circ$ à 28 GHz $Z_{0e}=48,5 \Omega$ $Z_{0o}=43,1 \Omega$ Signal = couche ALUCAP GND microruban = M1-VIA-M2

Fig. 2.31 : Schéma et caractéristiques du déphaseur CLAP CMOS microruban final (HFSS+Cadence)

Le circuit réalisé (Fig. 2.32.a) et l'ensemble des résultats de simulation et de mesure présenté aux Fig. 2.32.b et .c sont synthétisés au Tableau 2.7 :

Résultats de simulation du circuit final : 24 – 30 GHz		Résultats de mesure : 24 – 28.5 GHz
Phase	$\Delta\varphi_{\max} = 47,8^\circ$ Error Max phase = $\pm 2,6^\circ$	$\Delta\varphi_{\max} = 55^\circ$ Error Max phase = $\pm 0,64^\circ$ Réduit à $\pm 0,4^\circ$ sur la plage 0-45°
Pertes d'insertion	2,9dB \pm 0,45 dB	4,3dB \pm 0,7dB Réduit à 3,9dB \pm 0,3dB sur la plage 0-45°
Adaptation entrée-sortie	$ S_{11} _{\text{dB}}$ and $ S_{22} _{\text{dB}} < -11,4 \text{ dB}$	$ S_{11} _{\text{dB}}$ and $ S_{22} _{\text{dB}} < -13,6 \text{ dB}$

Tableau 2.7 : Synthèse et comparaison des simulations et mesures du CLAP-PS microruban CMOS65nm

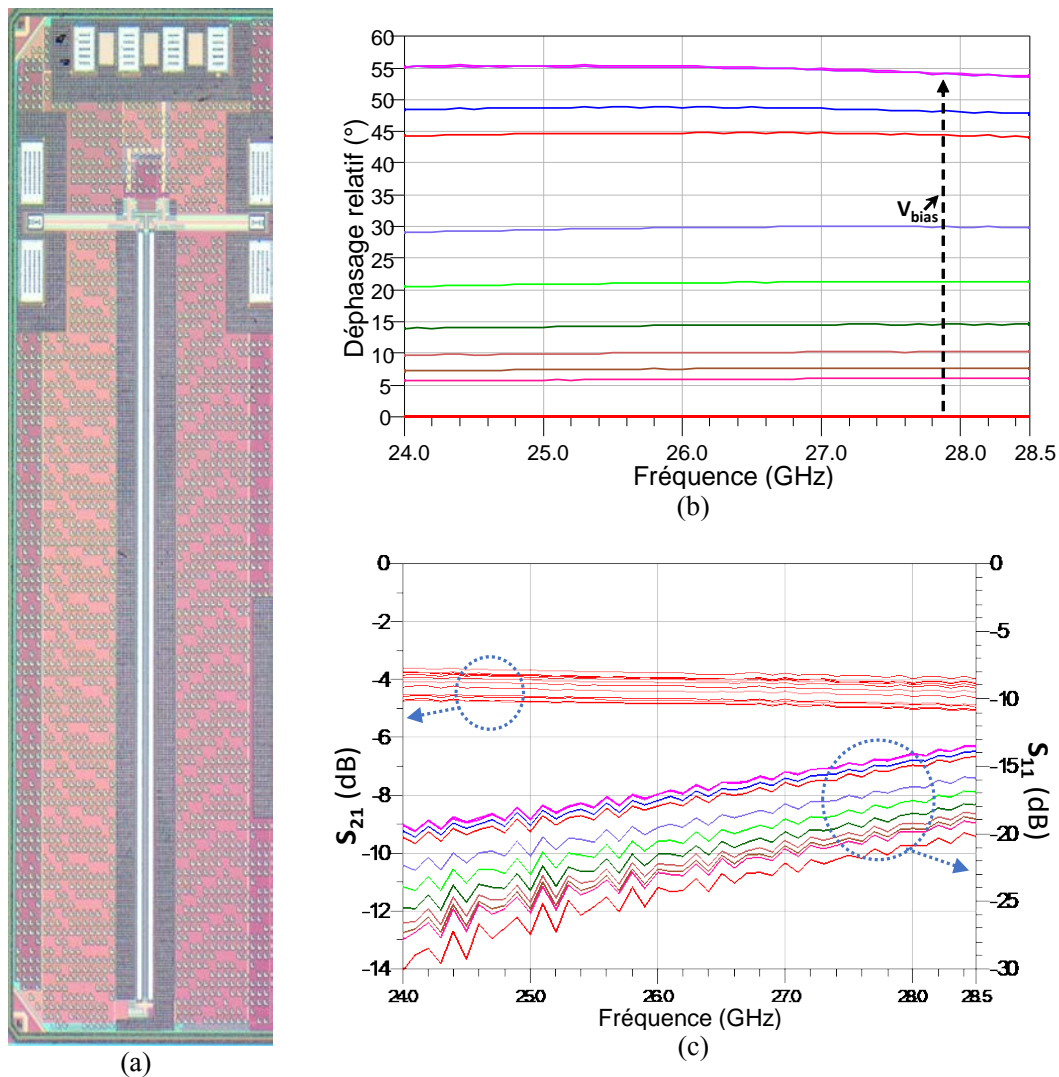


Fig. 2.32 : Photos (a) et résultats de mesure (b) et (c) du déphaseur CLAP microruban en CMOS65nm

Le circuit présente une surface pour la puce de $0,98 \text{ mm}^2$ et $0,28 \text{ mm}^2$ pour le cœur. Ces résultats sont excellents, notamment sur la platitude de phase et de gain sur la plage $0-45^\circ$ et la photo du circuit illustre clairement qu'une miniaturisation de la longueur des lignes couplées est souhaitable.

2.3.4.2. Principe des lignes CPW couplées à ondes lentes

Cette technique des lignes à ondes lentes a pu être intégrée dans ce projet grâce à l'expérience de l'équipe de Philippe Ferrari (IMEP LAHC puis RFIC-Lab). Le principe consiste à insérer des rubans métalliques flottants sous les lignes (Fig. 2.33.a) pour en accroître la capacité linéique et ainsi réduire la vitesse de phase, d'où l'appellation de slow-waves. Cette technique permet d'augmenter la permittivité effective pour obtenir à la fois une réduction de la taille longitudinale des lignes d'un facteur d'environ 2 à 3 par rapport à des configurations sans ondes lentes et également une amélioration du facteur qualité.

Ce principe peut être mis en œuvre pour différents types de lignes de propagation et nous nous intéresserons ici aux lignes CPW. Le blindage flottant permettant aussi d'éviter aux champs de pénétrer dans la partie Silicium qui présente plus de pertes que dans la zone BEOL (Back end of line).

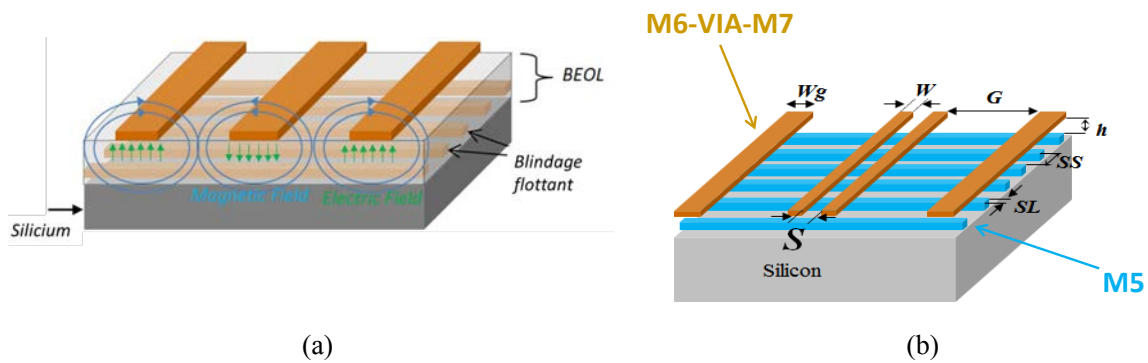


Fig. 2.33 : Principe des ondes lentes pour des lignes CPW : (a) S-CPW : Shielded-CPW, (b) CS-CPW : Coupled Shielded-CPW, (c) stack de la technologie CMOS65nm

Pour les lignes couplées CPW, différentes variantes (Fig. 2.34) sont possibles en insérant des coupures à différents endroits dans les rubans métalliques flottants [84]. Par rapport à la version initiale cela permet, soit d'augmenter l'impédance Impaire Z_{0o} en conservant Z_{0e} inchangée (Center Cut : CC), soit l'inverse (Cut Sides : CS), un panachage des deux variantes étant également possibles.

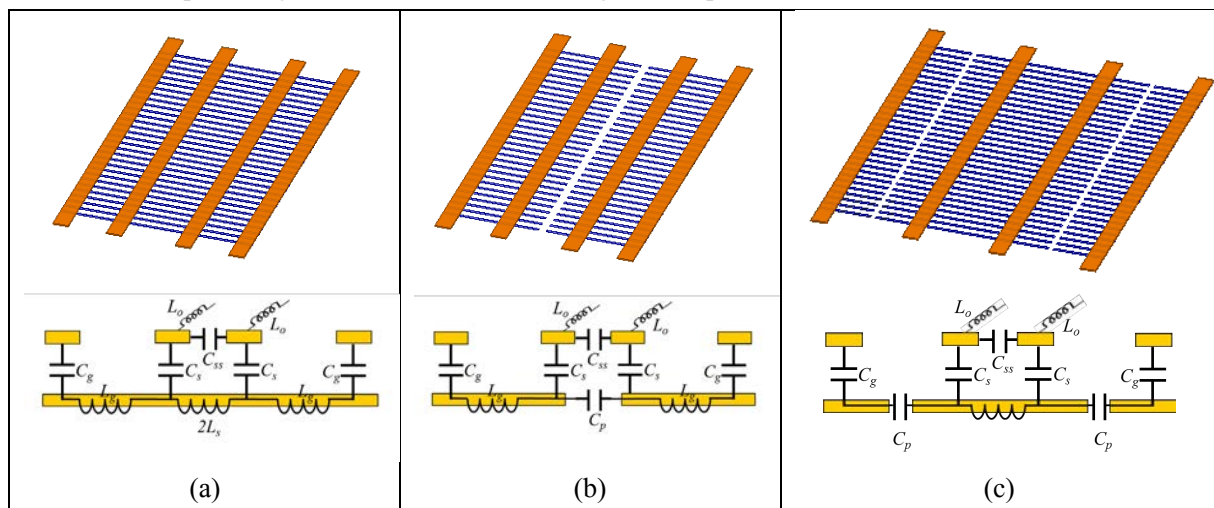


Fig. 2.34 : Variantes de lignes couplées CPW à ondes lentes et leur schéma électrique équivalent : Configuration CS-CPW initiale, b) CS-CPW Center Cut (CC) et c) CS-CPW Cut Sides (CS)

2.3.4.3. Déphaseurs CLAP CMOS65nm en lignes CPW couplée à ondes lentes

Les optimisations « circuits » sous ADS, puis EM 2D sous momentum (à l'aide d'un modèle approché du stack CMOS65nm) en lignes CPW couplées ont fourni une première synthèse d'un déphaseur CS-CPW CC avec les caractéristiques suivantes :

- Varactors (Cadence) : $C_{1min} = 41,7 \text{ fF}$; $C_{2min} = 250 \text{ fF}$; $C_{2min}/C_{1min} = 6$; $C_{max}/C_{min} = 2$
- Lignes couplées : $Z_{0e} = 71 \Omega$, $Z_{0o} = 51 \Omega$, Longueur électrique $\theta = 60^\circ$ à 28 GHz

Les lignes couplées et les plans de masse latéraux ont été créés en combinant les couches métalliques M6-VIA-M7 (Fig. 2.31) pour minimiser les pertes, les barreaux seront positionnés au plus près sur M5 pour maximiser l'effet d'ondes lentes.

De très nombreuses simulations sous HFSS nous ont permis de créer des abaques décrivant les valeurs de Z_{0e} et Z_{0o} en fonction de la largeur de la fentes S entre les rubans et des fentes G entre les rubans et les plans de masse pour les 3 variantes avec une valeur fixe de W .

La figure Fig. 2.35 synthétise ces différents résultats et montrent qu'en respectant (et imposant) une largeur réalisable minimale $W=4,5 \mu\text{m}$, seule la configuration CS-CPW CC permet d'obtenir les impédances recherchées pour des plages respectives de $35\mu\text{m} < G < 85\mu\text{m}$ et $55\mu\text{m} < S < 105\mu\text{m}$ pour éviter d'avoir des fentes trop larges.

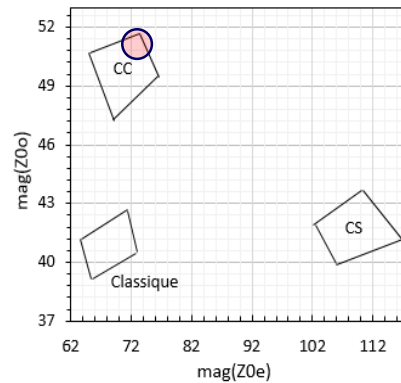


Fig. 2.35 : Valeurs de Z_{0e} et Z_{0o} possibles selon les limites dimensionnelles des fentes et pour $W=4,5 \mu\text{m}$

Après une nouvelle série d'optimisation, les simulations mixtes HFSS-Cadence montrent en simulation une réduction par 3 de la longueur de la ligne en utilisant les lignes CS-CPW CC par rapport au déphaseur microruban réalisé et à un équivalent CPW sans slow-wave. Le coefficient de qualité est lui quasiment multiplié par 3.

	CS-CPW CC	C-CPW	Lignes microruban couplées
$W(\mu\text{m})$	4.5	4.5	1
$S(\mu\text{m})$	105	18	6
$G(\mu\text{m})$	75	3.5	-
$Z_e (\Omega)$	69.5	69.2	70
$Z_o (\Omega)$	50.9	50.1	50.1
θ_{e°	66.8	66.8	66.8
θ_{o°	54.19	60.2	66.5
Q_e	7.31	5.2	1.97
Q_o	10.74	7	2.96
ET_{eff_e}	33.37	4.9	4.47
ET_{eff_o}	21.97	4.6	4.19
$L (\mu\text{m})$	344	897	940
	M6-VIA-M7 M5 pour les barreaux	M6-VIA-M7	AluCap GND : M1-VIA-M2

Fig. 2.36 : Schéma du déphaseur CLAP CMOS CS-CPW CC et comparaison des caractéristiques par rapport aux déphaseurs CPW à lignes couplées et microruban non-slow-waves (HFSS+Cadence)

Ce déphaseur CS-CPW CC a été réalisé en CMOS65nm selon deux versions présentant des transitions différentes entre le plan de masse des lignes d'accès microruban et les plans de masse latéraux des lignes CPW couplées.

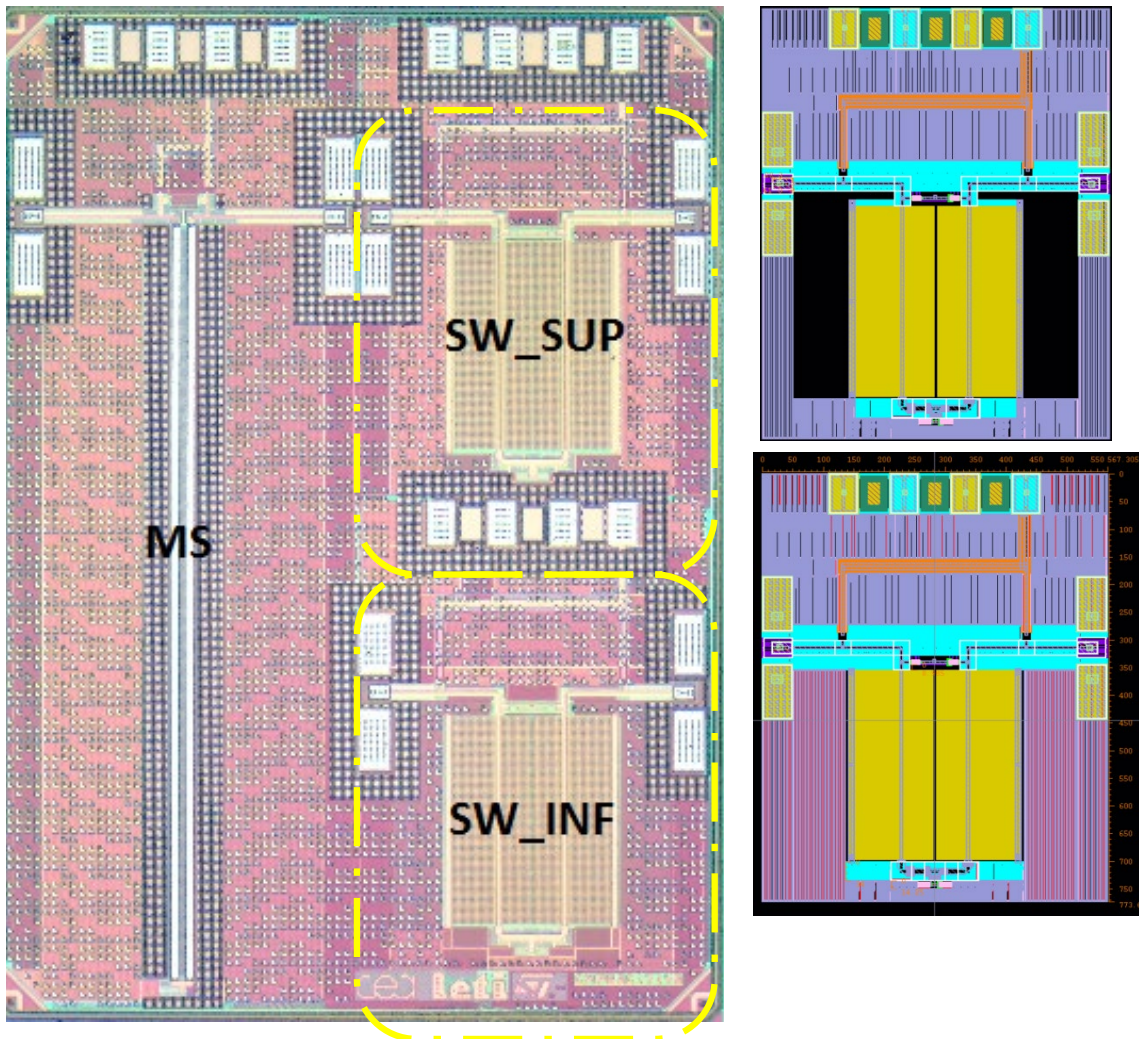
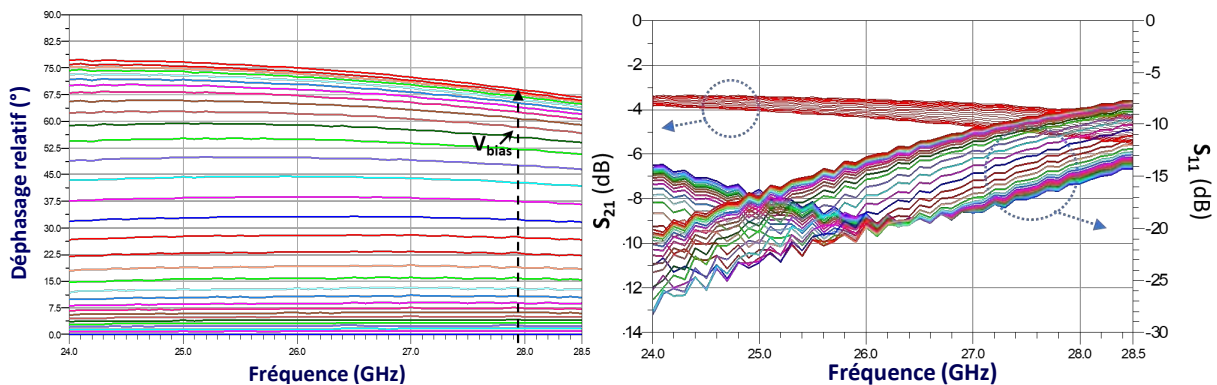


Fig. 2.37 : Photo des 3 déphaseurs réalisés et zooms sur les deux variantes de déphaseurs CS-CPW CC avec 2 raccordements différents des plans de masse RF microruban $\leftarrow \rightarrow$ CPW

Les deux variantes de déphaseurs CS-CPW CC ont été mesurées aux CEA-LETI et les mesures brutes (plans de calibration au niveau des pointes, sans de-embedding des lignes d'accès) montrent des résultats très similaires.

L'adaptation n'est pas satisfaisante au-delà de 20 GHz (≈ 5 dB) sur 50 Ohms. Par rétro-simulation, le système se trouve être adapté pour une valeur élevée de $Z_0=120 \Omega$.

Nos rétro-simulations ont montré que l'erreur proviendrait des ports utilisés sous HFSS pour interconnecter les varactors issues de Cadence dont les valeurs ont été optimisées dans cette configuration. Les valeurs finales implantées en CMOS sont très éloignées du rapport $C_2 \approx 2C_1$ imposé entre les varactors ; en effet, sur les deux circuits CS-CPW CC réalisés, les capacités valent $C_{1\min}=33$ pf et $C_{2\min}=195$ pf.



Résultats de simulation du circuit final : 24 – 30 GHz		Résultats de mesure : 24 – 28,5 GHz (sur 120 Ω)	
Phase	$\Delta\varphi_{\max} = 48,9^\circ$ Error Max phase = $\pm 2,7^\circ$	$\Delta\varphi_{\max} = 70^\circ$ Error Max phase = $\pm 7^\circ$ Réduit à $\pm 1,3^\circ$ sur la plage 0-45°	
Pertes d'insertion	3,4dB \pm 0. 5 dB	4,44 dB \pm 1 dB	
Adaptation entrée-sortie	$ S_{11} _{\text{dB}}$ and $ S_{22} _{\text{dB}} < -10$ dB	$ S_{11} _{\text{dB}}$ and $ S_{22} _{\text{dB}} < -10$ dB en dessous de 27,2 GHz	

Fig. 2.38 : Paramètres S mesurés (sur 120 Ω) et synthèse des résultats du déphaseur CS-CPW CC (SW_SUP)

Certes, la variation de phase est plus importante, 70° contre 55° pour le déphaseur microruban, mais toutes les autres caractéristiques, exceptée la surface occupée qui est fortement réduite, sont dégradées par rapport à la simulation et relativement au déphaseur microruban mesuré.

Synthèse sur cette étude :

Nous avons proposé dans cette étude une topologie entièrement originale et nous avons eu l'opportunité de réaliser des déphaseurs en technologie hybride en bande S puis en technologie intégrée CMOS65nm en bande K-Ka selon deux approches : une transposition directe en microruban et en mettant en œuvre des lignes CPW couplée à ondes lentes.

De manière générale, l'ensemble des résultats sont au niveau de l'état-de l'art en CMOS voire légèrement au-delà en technologie hybride. L'approche par ondes lentes a vraiment permis une réduction de la longueur longitudinale des lignes couplées et une amélioration du facteur de qualité. Cependant, une erreur lors de l'utilisation conjointe et nécessaire de 3 logiciels (ADS, HFSS, Cadence) ne nous a pas permis d'obtenir les résultats attendus pour cette dernière approche.

Néanmoins, en se basant sur le déphaseur microruban, la comparaison proposée dans le Tableau 2.8 avec les résultats de déphaseur analogique en technologie CMOS montre que le FoM obtenu est au niveau de l'état de l'art. Les déphaseurs analogiques RTPS fournissent cependant un FoM plus élevé et une plage de variation de phase plus importante en utilisant un nombre de varactors important. De plus, comme illustré dans [85] et par notre proposition, augmenter la bande passante et réduire les erreurs de phase et de perte d'insertion entraînera inévitablement une dégradation de la variation de phase maximale et donc du FoM.

Technologie	Fréq. (GHz)	$\Delta\phi$ (°) / erreur de phase	IL_{\max} dB / ΔIL_{dB}	FoM (°/dB)	Surface (mm ²)	Références
0.13- μm SiGe BiCMOS	57-64 GHz	180 / $\pm 5^\circ$	8 / 3,3	22.5	0,64	[86]
0.18- μm CMOS	24 GHz (BW 800 MHz)	360° / -	12,5 / 2,4	28.8	0,33	[87]
55-nm BICMOS	30-50 GHz	60° / $\pm 1^\circ$	5 / 2 dB	12	0,18	[85]
45-nm CMOS	24 GHz (BW 400 MHz)	62° / -	7,1 / -	8.7	0,02	[88]
0.13- μm CMOS	22-26 GHz	25,4° / $\pm 5^\circ$ pour 11,25°	3 / -	8.5	1,421	[89]
250-nm SiGe BiCMOS / 180-nm CMOS	2,27-2,45 GHz	105° / -	11 / -	9.5	1,08	[90]
65-nm CMOS	24-28,5 GHz	55° / $\pm 0,64^\circ$	5 / 1,4	11	0,28	CLAP-PS microruban

Tableau 2.8 : Synthèse et comparaison des simulations et mesures du CLAP-PS microruban CMOS65nm

Notre topologie propose ainsi un compromis intéressant selon l'application visée entre FoM, bande relative et complexité minimale (i.e. un seul point de commande), ainsi qu'une très bonne platitude de phase et d'amplitude. La compacité s'avère également très bonne et potentiellement divisible par au moins un facteur 3 en utilisant différentes techniques telles que les ondes lentes en CPW ou éventuellement en microruban.

A noter que cette topologie peut être mise en œuvre avec des éléments capacitifs variables autres que des varactors ou avec des capacités commutées.

2.4 Déphaseurs numériques à commutation ultra-rapide par commande optique

2.4.1 Contexte général de l'étude

Le projet intitulé MUFRED pour « Microwave Ultra-Fast Reconfigurable Electronics Devices » est un projet financé par l'Agence National de Recherche (ANR) et qui réunit un consortium de 5 laboratoires (IRCER, LMGP, XLIM, IETR et Lab-STICC) et de 2 industriels (Thalès RT et TE-OX). Ce projet MUFRED tente de répondre au défi de l'agilité en hyperfréquence par l'utilisation d'un matériau clé : le dioxyde de vanadium (VO_2). Ce matériau fait partie des matériaux à transition de phase dont la transition isolant-métal (« Metal-Insulator Transition » : MIT) peut être activée par différentes commandes : thermique, électrique et/ou optique. Il présente surtout la possibilité de transiter très rapidement entre ses deux états (métal et isolant) lors d'une excitation optique. La finalité de ce projet réside dans l'étude et la réalisation de démonstrateurs faisant office de « preuve de concept », en l'occurrence un réseau d'antennes phasé reconfigurable et un réseau d'antennes réflecteur, dans lesquels la reconfigurabilité est assurée grâce au VO_2 commandé électriquement dans un premier temps, puis optiquement pour obtenir une commutation ultra-rapide.

En effet, le temps de commutation des switches RF conditionnent les capacités d'accordabilité en temps réel de nombreux systèmes, et particulièrement antennaire, civils et militaires (sont ciblées les marchés de l'aéronautique, de l'automobile, de télécommunications et de la défense).

Le Lab-STICC UBO a dirigé le WP6 (WorkPackage) du projet, et le travail de WP6 a été majoritairement réalisé par un doctorant, Mohammad Nikhian Sadiq [91]. Son travail a consisté à étudier, concevoir et valider expérimentalement dans un premier temps des switches RF à base de VO_2 (réalisés concrètement à XLIM dans le WP5) puis le travail du Lab-STICC s'est concentré sur l'utilisation de ces commutateurs pour réaliser des dispositifs RF reconfigurables tels que :

- Des résonateurs et filtres reconfigurables,
- Des déphaseurs (TTD et/ou classique) numériques reconfigurables,
- Une antenne réseau à commande de phase.

Le travail de cette thèse a été associé à l'ensemble des WP puisque Mohammad Sadiq a pu participer à l'ensemble des étapes d'étude et de conception lors de MUFRED car il a été l'élément moteur du projet lors des 3 premières années. De plus, les dispositifs reconfigurables développés au Lab-STICC doivent être caractérisés individuellement pour être ensuite intégrés comme blocs fonctionnels complets ou partiels dans le WP7 qui consiste en la réalisation d'un réseau d'antennes réflecteur de grande taille.

Suite à ce projet MUFRED qui cible la bande Ka, un projet RAPID a été initié, piloté par l'entreprise Te-OX et associant le C2N pour la partie matériaux et le Lab-STICC pour l'étude et la conception des dispositifs RF/hyper. Ce projet intitulé DRUIDE (Déphaseurs Reconfigurables Ultra RapIDES), basé sur les résultats obtenus au Lab-STICC dans MUFRED, cible pour le Lab-STICC exclusivement l'étude et la conception de déphaseurs numériques à base de switches en VO_2 en bande X.

Deux post-doctorants ont pu être successivement embauchés : Mohammad N. Sadiq et Phi Long Doan (1 an/post-doctorant).

Cette section 2.4 présente donc les résultats obtenus dans MUFRED et une partie des résultats de DRUIDE.

2.4.2 Réalisation de commutateurs RF à base de VO₂

Le premier objectif de la thèse de Mohammad N. Sadiq a consisté à étudier le comportement du dioxyde de vanadium et à caractériser ses propriétés électriques/RF par le biais d'une intégration dans des dispositifs RF élémentaires tels que des commutateurs RF et des résonateurs.

Le VO₂ fait partie des matériaux ayant une transition isolant-métal (MIT), aussi connue sous le nom de transition de Mott. Caractérisés par leur température de transition propre, certains oxydes métalliques sont en effet sujets à cette transition isolant-métal. La Fig. 2.39.a classifie ces différents oxydes métalliques en fonction de leur température de transition, température allant de 70 K pour le quindecioxyde d'octavanadium V₈O₁₅ à 1081 K pour le dioxyde de niobium NbO₂.

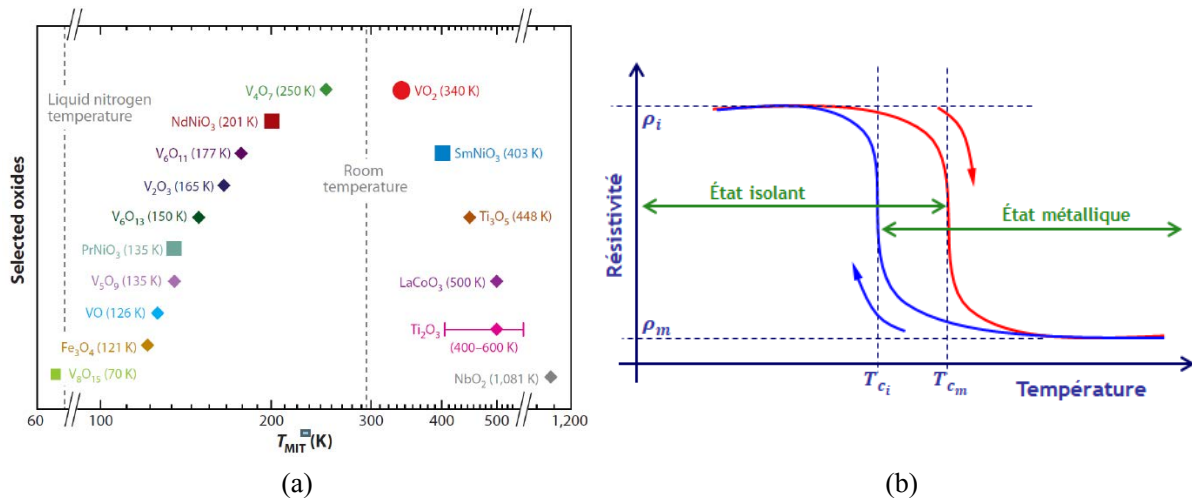


Fig. 2.39 : (a) Oxydes métalliques à transition isolant-métal et leur t° de transition, (b) Comportement électrique du VO₂ en fonction de la température

Au sein de cette catégorie de matériaux à transition isolant-métal, une famille d'oxyde présente une large gamme de formes cristallines avec des compositions spécifiques : la famille des oxydes de vanadium. Parmi ces différents oxydes de vanadium, le VO₂ a été spécifiquement choisi pour le projet ANR MUFRED, car c'est un des plus étudiés et des plus intéressants, notamment en raison de sa température de transition proche de la température ambiante.

En effet, le VO₂ présente un changement de phase à environ 341 K (68 °C). Pour des températures supérieures à cette température de transition, le VO₂ se trouve à l'état métallique. A l'inverse, pour des températures inférieures à 341 K, le matériau se présente sous sa forme isolante. Durant sa transition d'isolant à métal – et inversement étant donné le caractère réversible de cette transition – le VO₂ subit une transformation abrupte et réversible de ses propriétés.

Malgré une compréhension de l'origine de la transition toujours en débat, la communauté scientifique s'accorde à dire que le VO₂, selon son état métallique ou isolant, présente des propriétés très différentes qu'elles soient optiques ou électriques, ce qui en fait un candidat de choix dans l'étude et la réalisation de dispositifs électroniques, RF ou optiques accordables.

La transition isolant-métal induisant une modification structurale de la maille cristalline du VO₂ modifie donc les propriétés électriques du matériau : lors de cette transition, une modification de la résistivité électrique du matériau est observée avec un rapport de 3 jusqu'à 5 ordres de grandeur selon la qualité du

matériau et du dépôt. En pratique, la température de transition isolant vers métal ($T_{cm}=68^{\circ}\text{C}$) du VO_2 est différente de celle de transition de métal vers isolant ($T_{ci}=65^{\circ}\text{C} < T_{cm}$). Un cycle d'hystérésis existe donc comme indiqué à la Fig. 2.39.b. La largeur de ce cycle, de l'ordre de quelques degrés, peut varier en fonction de la taille des grains, la quantité de dopant et des différentes méthodes utilisées lors du dépôt.

Il est important de souligner que le VO_2 n'est pas un matériau bistable contrairement au Tellure de Germanium GeTe par exemple. La conservation du matériau dans son état métallique nécessite un maintien constant du stimulus externe utilisé (thermique, électrique et/ou optique).

La transition isolant-métal réversible du VO_2 peut être activée selon trois stimuli externes :

- Thermique : majoritairement mis en œuvre dans la littérature de par la simplicité de mise en œuvre mais transition lente,
- Électrique : pouvant atteindre quelques nanosecondes en laboratoire,
- Optique : pouvant descendre en théorie jusqu'à quelques centaines de femtosecondes.

Le projet MUFRED ciblant la réalisation de dispositifs RF reconfigurables ultra-rapides, les contrôles électrique et/ou optique seront privilégiés.

Dans le cadre des projets MUFRED et DRUIDE, le VO_2 est déposé sur substrat Saphir en couches minces selon deux méthodes de dépôts : l'ablation par laser impulsif (aussi appelée PLD « Pulsed Laser Deposition ») étudiée par l'Institut de Recherche sur les Céramiques (IRCER) à Limoges et le dépôt chimique en phase vapeur (« Metal Organic Chemical Vapor Deposition », MOCVD) par le Laboratoire des Matériaux et du Génie Physique (LMGP) à Grenoble.

Tout d'abord, des commutateurs en technologie coplanaire (CPW) ont été réalisés dans des configurations série et parallèle (Fig. 2.40.b et c) en ciblant dans un premier temps une validation autour de 15 GHz [92]-[93]. Dans le cas de la configuration série, le VO_2 réalise la jonction entre deux portions du ruban central du CPW tandis que dans la configuration parallèle, le VO_2 remplit le gap entre le ruban central et le plan de masse du CPW. Ces deux dispositifs ont été spécifiquement développés dans le but d'améliorer la modélisation et la caractérisation des propriétés du matériau.

Dans un deuxième temps, le VO_2 a été intégré dans des topologies simples de dispositifs RF pour les rendre commutables. Ainsi, des résonateurs en circuit ouvert (CO) coupe-bande selon 2 configurations ont été réalisés (Fig. 2.40.d). Dans la première configuration, l'agilité ou la commutation porte sur un décalage de la fréquence de résonance due à une augmentation de la longueur du résonateur : décalage de 2 GHz vers les basses fréquences de 15 GHz à 13 GHz. Dans la deuxième configuration, l'agilité est obtenue par une transposition du résonateur CO en résonateur CC (court-circuit) (passage d'un résonateur coupe-bande à passe-bande à 15 GHz).

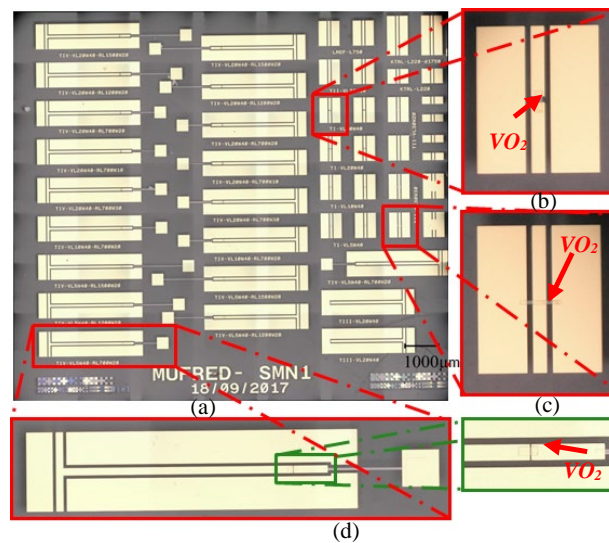


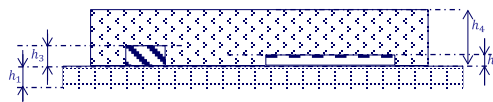
Fig. 2.40 : (a) Photo du wafer avec les différents circuits réalisés à XLIM, Zoom sur : (b) switch série, (c) switch // et (d) résonateur reconfigurable à base de switch VO_2 série

Les dispositifs, adaptés sur 50Ω à 15 GHz, ont été conçus pour un substrat Saphir C ($\epsilon_r = 9,3$; épaisseur $508 \mu\text{m}$) avec une épaisseur de métallisation en or de $1,5 \mu\text{m}$.

Dans le cas des résonateurs CO, il a été nécessaire d'intégrer des lignes de polarisation, conçues pour permettre de faire commuter le VO_2 par une commande électrique. Pour cela, des lignes résistives (résistivité $10^{-5} \Omega\cdot\text{m}$) ont été paramétrées et implantées de manière à permettre une commande en tension et ne pas perturber la fonction RF par la partie commande.

De plus, l'impact de la dimension du gap (g) de VO_2 (de $5 \mu\text{m}$ à $30 \mu\text{m}$) sur les réponses RF a également été étudié et a montré qu'un gap de $5 \mu\text{m}$ proposait un bon compromis entre isolation à l'état off (C_{off}) et pertes séries à l'état ON (R_{on}).

La réalisation des dispositifs est faite en plusieurs étapes : tout d'abord une couche mince de VO_2 de 200 nm d'épaisseur est déposée par Ablation Laser Pulsé (PLD) sur un substrat Saphir de $508 \mu\text{m}$ d'épaisseur à l'IRCER (Limoges), suivie d'une gravure sélective afin de ne garder que les zones d'intérêts. Puis les couches résistives de Molybdène (Mo) d'épaisseur 150 nm et métalliques d'or (Au) d'épaisseur 600 nm sont déposées par lift-off à XLIM (Limoges).







Couche				
Matériaux	R-cut Sapphire	Molybdene	VO_2	Gold Au
Epaisseur	$h_1 = 508 \mu\text{m}$	$h_2 = 150 \text{ nm}$	$h_3 = 200 \text{ nm}$	$h_4 = 1,5 \mu\text{m}$
Process		Lift-off	PLD	Lift-off
Lab		XLIM	IRCER	XLIM

Tableau 2.9 : Coupe illustrant l'implantation des différentes couches

Les mesures ont été réalisées au Lab-STICC (UBO) grâce à une station sous pointes, en utilisant des pointes de type GSG avec un pitch de $200 \mu\text{m}$. Le VO_2 est pour l'instant commandé électriquement : une tension est

appliquée de part et d'autre du motif de VO₂ à l'aide d'un générateur DC (isolé à l'aide d'une résistance de 2 kΩ – 2 W). Les paramètres S sont relevés à l'analyseur de réseaux vectoriel.

A titre d'illustration, les performances d'un switch à base de VO₂ à partir de l'évolution des paramètres S₁₁ et S₂₁ pour un commutateurs série sont données pour un gap de VO₂ de 5 μm à la Fig. 2.41.a.

Dans l'état isolant (position OFF du commutateur série), le commutateur VO₂ présente des niveaux d'isolation tels que S₂₁ < -20 dB dans la bande 8 – 18 GHz. Dans son état métallique (position ON du commutateur série), le VO₂ introduit des pertes (S₂₁) variables en fonction de la taille du gap (et par conséquent la longueur du VO₂). Ces pertes sont néanmoins constantes, -1,2 dB et -2,0 dB pour un gap de 5 μm et 30 μm respectivement, avec une adaptation S₁₁ < -14 dB sur la bande de fréquences 8 – 20 GHz.

A partir des mesures, un FoM = R_{on} x C_{off} = 0,15 ps a été obtenu pour le SPST série 5 μm correspondant à une fréquence de coupure Fc de 1 THz, ce qui est au niveau de l'état actuel pour des switches RF en technologie SOI à ces fréquences [94].

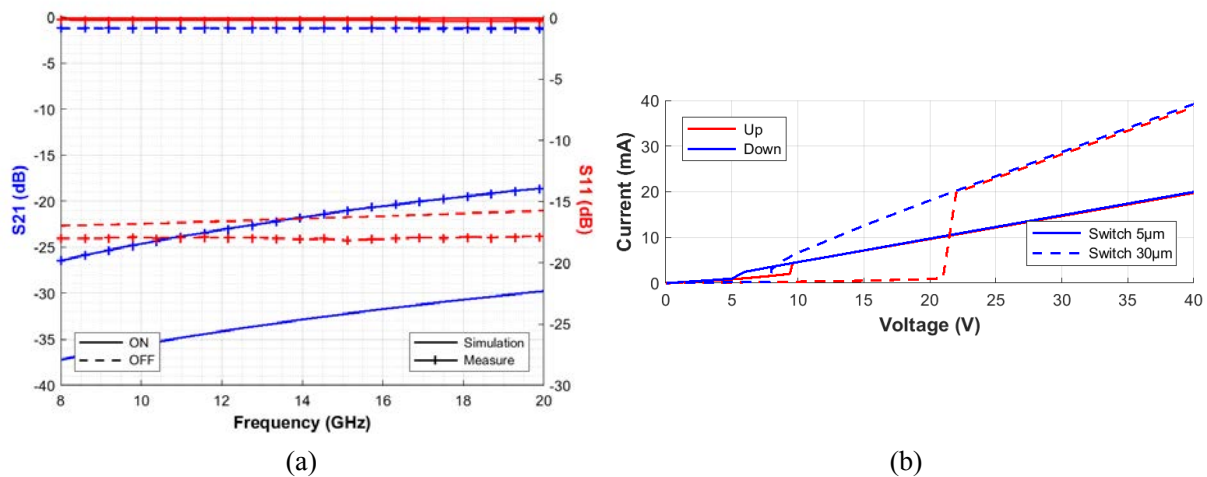


Fig. 2.41 : (a) Paramètres S mesurés et (b) Caractéristique I-V du commutateur série avec un gap de 5 μm comparée à celle pour un gap de 30 μm

A l'instar de la courbe caractéristique de la résistivité en fonction de la température, la courbe caractéristique I vs V (Fig. 2.41.b) présente une hystérésis avec deux tensions de commutation : isolant V_{ci} et métallique V_{cm}. Ce couple de tensions (V_{ci} et V_{cm}), contrairement à une commande thermique, est variable (5,2 V et 9,6 V) et (7,9 V et 20,2 V) respectivement pour un gap de 5 μm et 30 μm). Le VO₂ se comportant comme un élément résistif à faible résistivité à l'état métallique, la loi d'Ohm permet de justifier les tensions de commutation différentes en fonction du gap.

Pour un résonateur CO, l'évolution des paramètres S₁₁ et S₂₁ en fonction de la fréquence est présentée ici pour un gap de VO₂ de 5 μm (Fig. 2.42.a). L'agilité en fréquence est plus importante que celle initialement prévue (2,4 GHz au lieu de 2 GHz) en raison de la résistivité de la ligne résistive (inférieure à celle utilisée en simulation lors du design). L'isolation (paramètre S₂₁) est meilleure que 15 dB dans les deux états aux fréquences de résonances respectives.

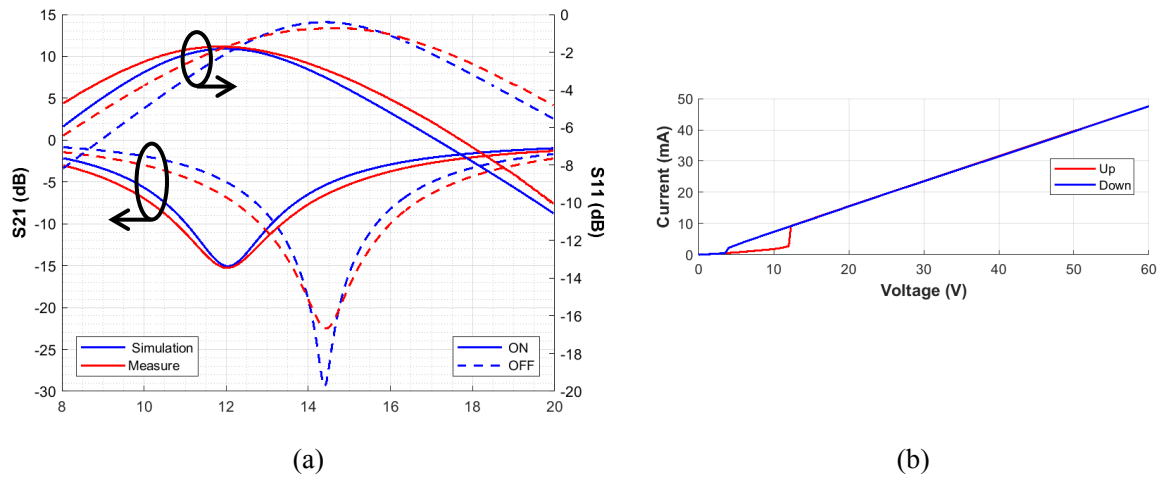


Fig. 2.42 : résonateur CO à longueur variable : (a) Paramètres S mesurés et (b) courbe caractéristique I-V pour un gap de 5 μm (résistance de 1,3 kΩ)

La caractérisation par commande optique [95] des temps de commutation a été réalisée à Thales Research & Technology (TRT) en utilisant un laser NIR (1064 nm) d'impulsion de longueur 4 ns sur les commutateurs à base de motifs de VO₂ de longueur de gap 10 μm. Les switches de gap 5 μm ayant été testés en premier et dégradés par un niveau de puissance du LASER trop important (dont le niveau de puissance n'est pas calibré), leurs caractéristiques sous commande optique n'ont pas pu être mesurées.

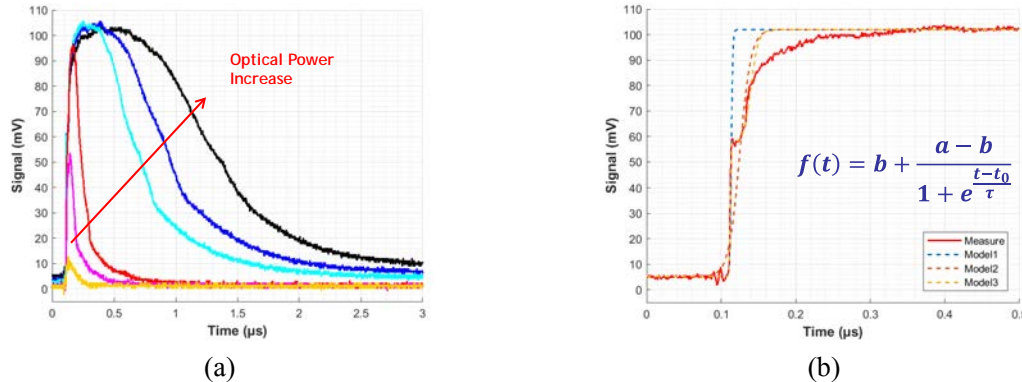


Fig. 2.43 : Commutations par commande optique : (a) influence de la puissance optique, (b) modélisation des temps de commutation

L'augmentation de la puissance optique provoque un maintien plus long du VO₂ dans l'état métallique qui correspond au temps nécessaire pour dissiper l'excès d'énergie thermique fourni par le laser (Fig. 2.43.a). Une étude approfondie révèle une cassure de la pente de montée de la tension aux bornes du VO₂ durant l'excitation au laser (Fig. 2.43.b). Ainsi, il peut être observé une première pente correspondant à une réponse rapide du matériau pour laquelle la puissance est néanmoins insuffisante pour le maintenir dans son état métallique. La seconde pente correspond à une réaction plus lente durant laquelle l'énergie fournie par le laser est suffisante pour maintenir une certaine conductivité du VO₂.

Ces expérimentations mettent en évidence deux mécanismes intervenant lors de l'excitation optique. Un premier mécanisme photo-induit durant lequel les photons injectés par l'excitation optique sont à l'origine

de la transition isolant-métal. Dans un deuxième temps, l'énergie des photons injectés induit un mécanisme thermique qui maintient alors le dioxyde de vanadium dans son état métallique.

Trois modèles, basés sur l'équation de Boltzmann ont été utilisés pour modéliser ces différentes réactions et estimer les temps de commutations correspondants (T_m définis à 10% et 90%) : le temps le plus court qui correspond majoritairement au mécanisme photo-induit est ainsi estimé à 4,4 ns.

2.4.3 Déphaseurs à commutation ultra-rapide à base de VO_2

2.4.3.1. Réalisation de déphaseurs à lignes commutées à partir de switches en VO_2

De nombreuses études (internationalement et parmi les partenaires de MUFRED et DRUIDE) sont toujours en cours pour améliorer les qualités électriques et RF des couches minces de VO_2 et pour en permettre une commande optique optimisée et facilitée à l'aide de diode LASER ou de VCSEL. Cependant, dans MUFRED la faisabilité de switches ultra-rapides à base de VO_2 ayant été démontrée et validée expérimentalement, l'étude et la réalisation de fonctions RF plus avancées telles que des déphaseurs reconfigurables semblent pertinentes. Ces fonctions seront les premiers blocs de base des objectifs du projet MUFRED : concevoir un réseau phasé (puis au final un réseau réflecteur dans le WP7 piloté par l'IETR) d'antennes à balayage de faisceau ultra-rapide à base de commutateur VO_2 .

Les commutateurs précédemment étudiés ont été re-designés pour la bande K-Ka et ont été utilisés pour la réalisation de déphaseurs reconfigurables TTD (True Time Delay) [96]. Ainsi, un déphaseur TTD à lignes commutées à 8 états (3-bits) est réalisé avec un pas de 45° à 28 GHz. Pour cela, deux déphaseurs sont cascades : un déphaseur 1-bit à 2 états (0° et 45° de déphasage relatif) et un déphaseur 2-bits (4 états avec un pas de 90°). Ces déphaseurs sont réalisés à l'aide de commutateurs SP2T (Fig. 2.44.a) et SP4T (Fig. 2.44.b). Les commutateurs SPnT (Single Pole n Thru), dispositifs permettant de choisir un chemin parmi n sorties, sont réalisés à l'aide des motifs de VO_2 présentant 5 μm de gap et intègrent un réseau de polarisation composé d'une résistance (en Molybdène) et de deux capacités MIM (Métal-Isolant-Métal, avec du Nitrure d'Aluminium). Ce réseau de commande électrique a été prévu en complément de la commande optique si cette dernière s'avérait défaillante.

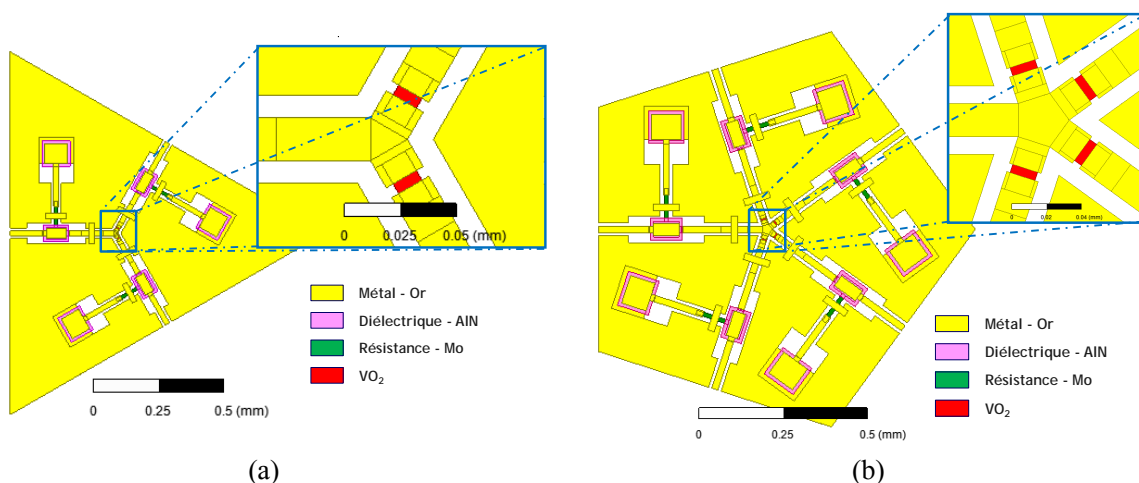


Fig. 2.44 : Commutateurs à base de VO_2 : (a) SP2T et (b) SP4T

Les commutateurs SPDT et SP4T présentent de très bonnes performances en simulation avec pour le SP4T des pertes d'insertions moyennes de 1,15 dB à 28 GHz avec une variation d'amplitude de $\pm 0,06$ dB selon les accès activés avec une bonne adaptation (meilleure que 20 dB) à 28 GHz et sur une très large-bande allant de 20 GHz à 36 GHz soit une bande relative de 57% [91]. Les caractéristiques électriques du VO₂ utilisées pour les simulations étant issues des résultats de caractérisation des switches basiques.

Les 2 déphaseurs 1-bit et 2-bits à lignes commutées reprennent une architecture classique (Fig. 2.45), i.e. ils sont constitués de 2 commutateurs à leurs extrémités pour basculer entre des lignes de transmission de longueurs différentes.

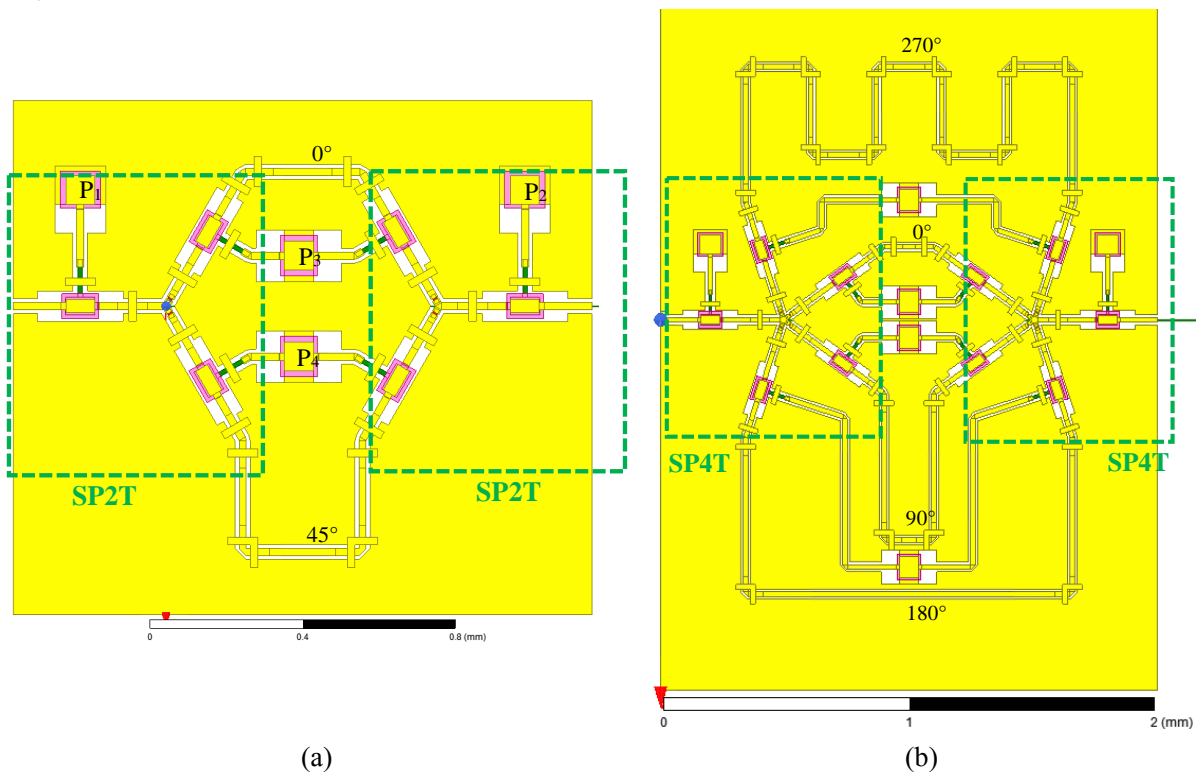


Fig. 2.45 : Designs des déphaseurs TTD 1-bit (a) et 2-bits (b)

Pour le déphaseur 1-bit TTD, l'évolution en simulation des paramètres S_{11} et S_{21} et le déphasage relatif en fonction de la fréquence sont donnés à la Fig. 2.46.a. Ce dispositif ($1,6 \times 1,4$ mm²), est adapté ($S_{11} \leq -20$ dB) sur la bande de fréquence 22,1 – 31,8 GHz. La bande passante relative (à -20 dB) vaut alors 27,2% (24,18 – 31,82 GHz) centrée à 28 GHz. Les pertes d'insertions S_{21} sont de $-2,24$ dB dans l'état 0° ($-2,25$ dB pour 45°) avec des variations d'amplitude dans la bande passante de $\pm 0,02$ dB (respectivement $\pm 0,04$ dB pour 45°). Le déphasage relatif obtenu à 28 GHz est de 0° et 44° .

Un deuxième déphaseur TTD reconfigurable à 4 états (2^2 soit 2-Bits) à base de VO₂ a été réalisé (Fig. 2.45.b) à l'aide des commutateurs SP4T précédemment étudiés. Quatre lignes à retard de longueurs variables sont donc utilisées : une de référence, et trois permettant de réaliser des déphasages relatifs de 90° , 180° et 270° à 28 GHz.

L'évolution des paramètres S_{11} et S_{21} , en simulation, en fonction de la fréquence est donnée à la Fig. 2.46.b ainsi que le déphasage relatif. Ce dispositif reste compact ($2,1 \times 3$ mm²), est adapté ($S_{11} \leq -19$ dB) sur la bande de fréquence 22,72 – 36 GHz. La bande passante relative (à -19 dB) est alors de 37,7% (22,7 – 33,3 GHz) centrée à 28 GHz. Les pertes d'insertions S_{21} sont de $-2,62$ dB (respectivement $-3,08$ dB, $-3,38$ dB et $-4,42$ dB) dans

l'état 0° (respectivement 90° , 180° et 270°) avec des variations d'amplitude dans la bande passante de $\pm 0,15$ dB. Le déphasage relatif obtenu à 28 GHz est de 0° ; $90,24^\circ$; $179,6^\circ$ et $270,8^\circ$.

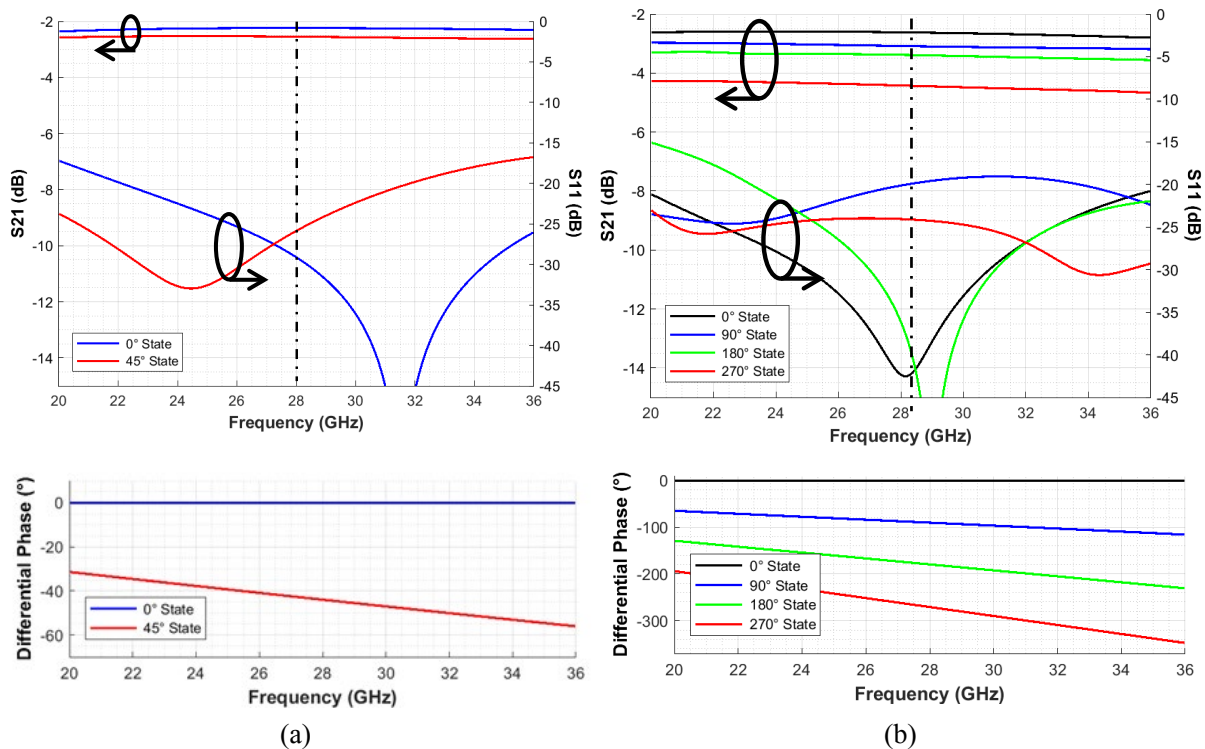


Fig. 2.46 : Paramètres S et déphasage relatif des déphaseurs TTD 1-bit (a) et 2-bits (b)

Les performances simulées de ces commutateurs SP2T et SP4T à base de VO_2 sont synthétisées au Tableau 2.10 et apparaissent prometteuses, un premier run de fabrication associant IRCER (pour le VO_2) et XLIM pour les autres étapes a donc pu être initié.

Paramètres	Valeurs				Unités
	Etat 0°	Etat 90°	Etat 180°	Etat 270°	
S_{11}	-41,8	-20,8	-37,7	-23,9	dB
BP	57,1	9,6	33,4	57,1	%
S_{21}	-2,61	-3,07	-3,37	-4,44	dB
$\Delta\varphi$	0	-90,4	-179,5	-271,11	$^\circ$
FoM	61,6				$^\circ/\text{dB}$

Tableau 2.10 : Synthèse des performances du déphaseur TTD 2-bits.

Quelques modifications ont été apportées sur les dispositifs avant la fabrication : écarts plus importants entre les switches en VO_2 pour faciliter l'accès aux dispositifs de commande optique (fibres lentillées ou diode LASER) et alignement des sorties des SP2T et SP4T pour réaliser les mesures RF sous pointes.

Lors de la réalisation de ce premier run, les différentes couches de matériaux sur les échantillons ont été dégradées (décollement de la métallisation en Or, destruction partielle ou totale des capacités de polarisation, fuites de courant dans les capacités) par la solution utilisée pour détruire la résine sacrificielle servant aux étapes de masquage.

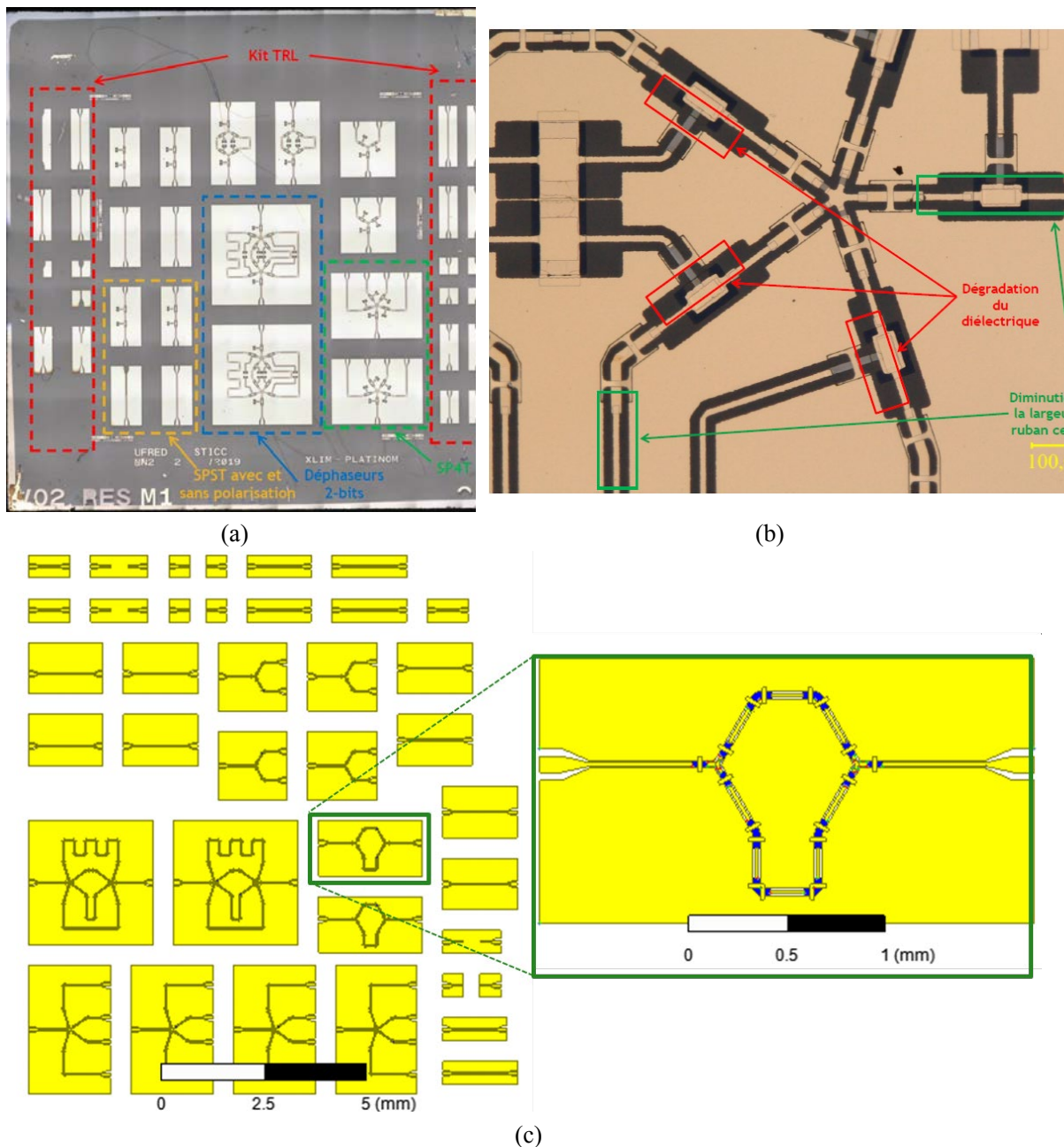


Fig. 2.47 : Photos des déphaseurs réalisés (masque n°1) (a),
 (b) zoom mettant en évidence de la dégradation des différentes couches de matériaux sur l'échantillon et
 (c) nouveau masque sans les réseaux de polarisation (masque n°2)

Un nouveau run (masque n°2) a été lancé en essayant de simplifier certaines étapes technologiques notamment en supprimant les réseaux de polarisation (lignes résistives d'accès et capacités MIM) en ne prévoyant que la commande optique. Les circuits ont été réalisés et découpés pour une mise en boîtier intégrant les commandes optiques par diode LASER. Ces dernières étapes sont toujours en cours au sein de l'entreprise Te-OX et de ses partenaires.

Malgré les problèmes et retards pris par nos partenaires pour la fabrication des déphaseurs et switches SPDT, SP4T, nous avons pu développer une proposition d'un réseau phasé, qui constitue une des preuves de concept attendues dans MUFRED.

Le réseau phasé peut être schématisé par blocs (Fig. 2.48.a) et le cahier des charges spécifie d'utiliser uniquement le seul substrat Saphir associé à une commande optique. L'architecture et la structure du démonstrateur en seront donc impactées. En effet, pour ne pas perturber le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes par la présence des commandes optiques (diodes lasers et/ou fibres optiques, ...), les déphaseurs, et par conséquent le réseau d'alimentation ainsi que les éléments de jonction, seront placés sur la face arrière du démonstrateur (Fig. 2.48.b), tandis que la face avant sera réservée uniquement aux éléments rayonnants.

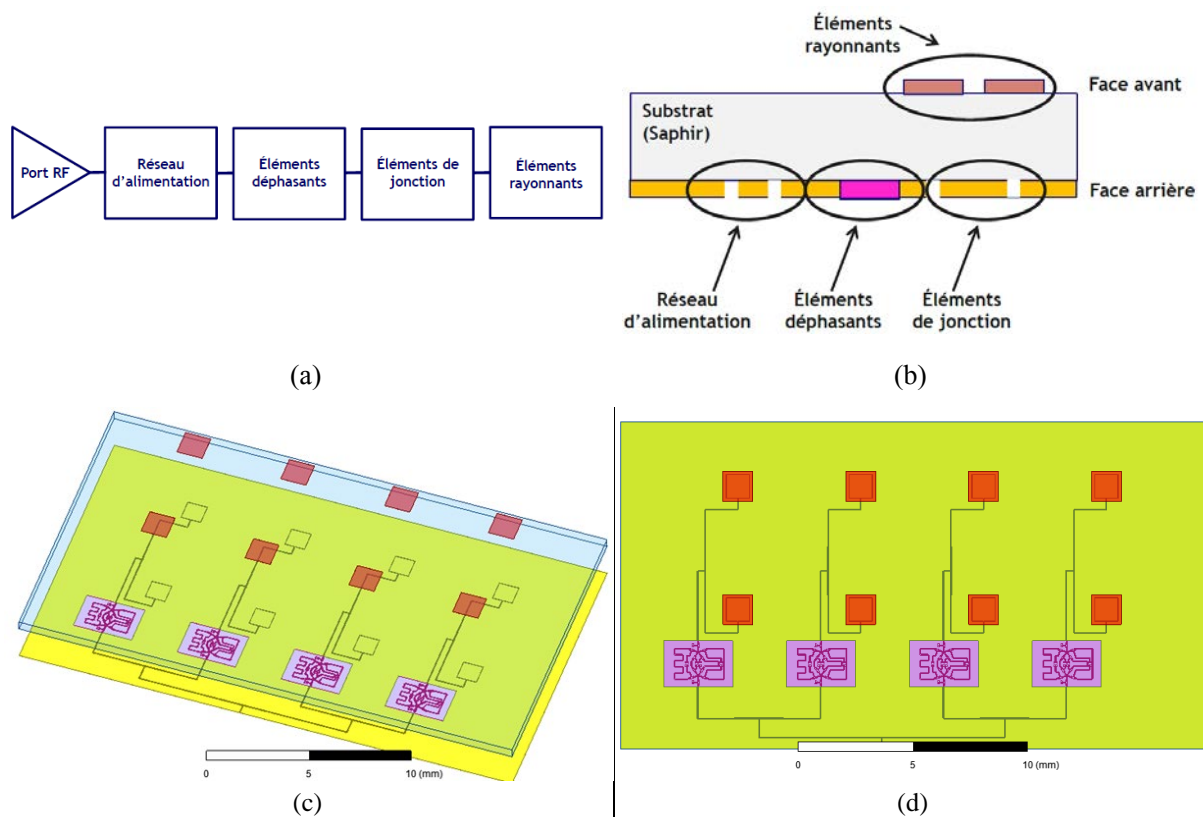


Fig. 2.48 : (a) Structuration du réseau phasé, (b) illustration en coupe du démonstrateur et (c) vue 3D et vue du dessus (d) du réseau 2 x 4

Un réseau d'antennes 2 x 4 a été étudié (Fig. 2.48.c et d) pour limiter la complexité de l'architecture tout en permettant un gain correct et il ne nécessite que 4 déphaseurs 2 bits. Les déphaseurs, le réseau d'alimentation et l'alimentation sont réalisés en CPW sur la face métallisée inférieure qui constitue le plan de masse des antennes patches pour limiter le rayonnement arrière. Les contraintes de non complexité de réalisation et de fragilité du substrat saphir impliquent d'éliminer les solutions à base de via métallique.

Une approche de couplage par anneau rectangulaire en CPW a été choisie pour exciter les patches microrubans du plan métallique supérieur. Ce couplage et les caractéristiques de l'antenne unitaire ont évidemment été étudiés et optimisés préalablement à la mise en réseau. Les simulations d'un seul patch avec l'anneau d'excitation CPW montrent un gain effectif de 3dB, une adaptation meilleure que 26 dB à 28 GHz et une

bande de fréquence (à $|S_{11}|_{dB} < -10$ dB) de 1,2 GHz soit 4,2 % en relatif pour une ouverture angulaire à -3 dB de 128° et 108° respectivement dans les plans E et H avec une bonne qualité de polarisation (cross-polarisation > 40 dB en simulation).

L'optimisation du réseau a essentiellement porté sur les distances inter-éléments selon les axes x et y pour trouver le meilleur compromis afin de :

- Réduire le couplage inter-éléments,
- Éviter l'apparition de lobes de réseau non désirés dans le cas de dépointage de faisceau,
- Maximiser le gain maximal de l'antenne réseau,
- Garder un ratio F/B supérieur à 15 dB.

Au final, le réseau présenté (Fig. 2.48.c), de par sa compacité ($21,4 \times 10,7$ mm²) est intégrable sur un substrat saphir de 1 x 1 pouces et donc compatible avec les 2 méthodes de dépôt de VO₂.

Les simulations de la structure complète (co-simulation) ont été faites selon 3 configurations (5 angles possibles de dépointage avec symétrie à $\theta=0$).

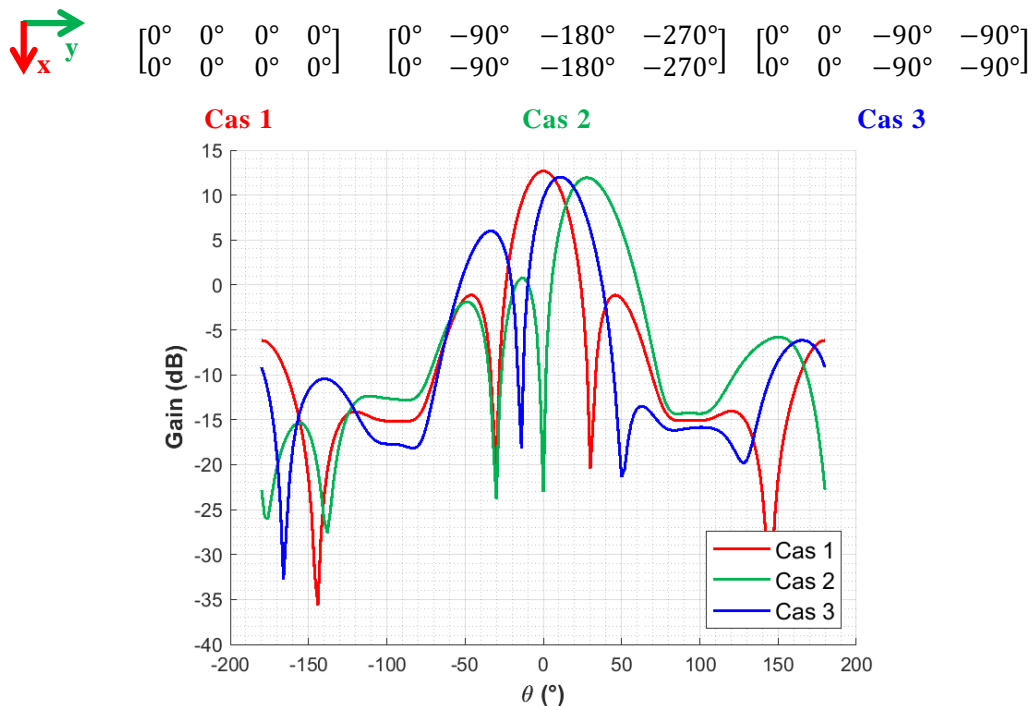


Fig. 2.49 : Configurations simulées et diagrammes de rayonnement correspondant à 28 GHz

La distribution de phase se faisant dans le plan H de l'antenne, le dépointage du faisceau se fait donc aussi dans ce même plan (plan $\varphi = 90^\circ$). Ainsi, à la Fig. 2.49, le faisceau initialement dans la direction normale (broadside) au plan des antennes $\theta = 0^\circ$ (cas 1, en rouge) se voit dépointer dans les directions $\theta = 28^\circ$ (cas 2, en vert) et $\theta = 10^\circ$ (cas 3, en bleu) avec une légère diminution du gain : 12,7 dB pour le cas 1, 11,9 dB pour le cas 2 et 12,0 dB pour le cas 3. L'ouverture angulaire (définie à -3 dB) du faisceau et le ratio F/B sont cependant conservés à 28° et 18 dB respectivement. Le dépointage du faisceau modifie les niveaux des lobes secondaires. En effet, selon les configurations, les niveaux des lobes secondaires (par rapport au lobe principal) peuvent se retrouver accentués (exemple du cas 3) où le lobe secondaire est à un niveau inférieur de 6 dB à celui du lobe principal. Une synthèse des caractéristiques obtenues est donné au Tableau 2.11.

Paramètres		Valeurs			Unités
		Cas 1	Cas 2	Cas 3	
Lobe Principal	Gain réalisé	12,7	11,9	12,0	dBi
	Direction	0	28	10	°
	Angle d'ouverture	28			°
Lobe Secondaire	Niveau	- 13,8	- 11,6	- 6,0	dB
	Direction	- 46	- 14	- 34	°
Ratio F/B		18			dB

Tableau 2.11 : Synthèse des performances simulées du réseau 2 x 4

Dans MUFRED, chacun de ces blocs, allant du réseau d'alimentation jusqu'au réseau d'antennes en passant par les déphaseurs reconfigurables à base de VO₂ semble présenter des performances prometteuses dont la validation par la caractérisation reste néanmoins à finaliser. Les différentes réalisations et leurs caractérisations ont soulevé des problématiques pour lesquelles des solutions ont été envisagées et sont en cours d'implémentation. Les contraintes temporelles et logistiques, que ce soient au Lab-STICC (conception, optimisation et validation) ou chez les partenaires (temps de dépôts des matériaux, fabrication micro-électronique et caractérisation), ne permettent toujours pas de présenter des résultats expérimentaux complets des dispositifs finalisés !

Par ailleurs, les dispositifs étudiés, en particulier les déphaseurs à lignes commutées à base de VO₂, bien que répondant aux critères des cahiers de charges imposés dans le cadre d'une preuve de concept, peuvent néanmoins être améliorés et leurs performances encore optimisées. En effet, les pertes pourraient être égalisées entre les voies si ce critère s'avère prépondérant et la largeur de bande adaptée peut également être élargie.

2.4.3.2. Déphaseurs numériques TTD améliorés et déphaseurs RTPS à commutateurs RF à base de VO₂

Le projet RAPID DRUIDE a été bâti en collaboration avec le C2N et piloté par Te-OX suite aux démonstrateurs étudiés dans MUFRED pour monter en TRL (« Technology Readiness Level »).

Pour le Lab-STICC, ce projet cible uniquement la réalisation de déphaseurs bande X de deux types mais selon 3 approches différentes :

- **Configuration 1** : TTD à lignes commutées directement sur Saphir → version ré-optimisée issue de MUFRED,
- **Configuration 2** : TTD à lignes commutées sur Saphir et BCB,
- **Configuration 3** : Déphaseurs RTPS (Reflection Type Phase Shifter) numérique sur substrat Rogers avec report des switches VO₂.

Configuration 1

L'ensemble des commutateurs et des déphaseurs TTD étudiés dans MUFRED ont été repris et ré-optimisés pour 10 GHz et rassemblés sur un même wafer avec pour objectif :

- d'espacer les switches à base de VO₂ pour faciliter encore le positionnement de la commande optique,
- de chercher à réduire au maximum les pertes au détriment d'une partie de la bande utile en réoptimisant la largeur des lignes/fentes CPW.

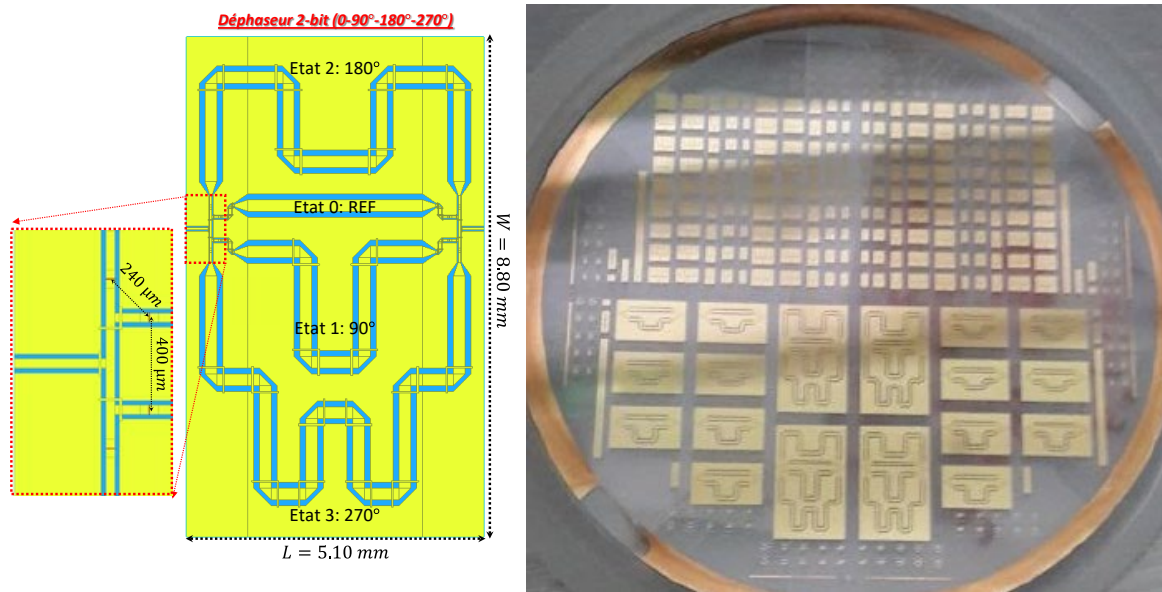


Fig. 2.50 : Déphaseurs TTD en bande X, photo des circuits réalisés

Paramètres	Valeurs				Unités
	Etat 0°	Etat 90°	Etat 180°	Etat 270°	
S_{11}	-12,5	-17	-14,4	-16,4	dB
BP	$ S_{11} _{dB} < -10 \text{ dB} \rightarrow 40\% (8-12 \text{ GHz})$ $\text{à } \pm 5^\circ \rightarrow 3,7\% (9,8-10,17 \text{ GHz})$				%
S_{21}	-1,8	-2,4	-2,3	-2,7	dB
$\Delta\varphi$	0	-90	-180,2	-270,5	°
FoM	100				°/dB

Tableau 2.12 : Synthèse des caractéristiques du déphaseur 2-bits TTD optimisé à 10 GHz

Comme précédemment pour MUFRED, les circuits ont été réalisés et découpés pour une mise en boîtier permettant un alignement avec les diodes LASER de contrôle. Ils ont été testés par activation thermique d'abord en pleine couche (pleine plaque de VO₂) et présentent une variation de la conductivité d'un ordre 4, et l'activation thermique des SPST a été également vérifiée. La pose des fils de bonding (ou thermocompression) réalisant les ponts à air nécessaires en CPW, est actuellement en cours et devrait permettre un test des autres dispositifs.

Configuration 2

La pose ou la fabrication de pont à air s'avérant compliquée et potentiellement fragile lors du placement ou de la manipulation de la commande optique, plusieurs configurations ont été étudiées pour mettre au point des déphaseurs en CPW, au moins la partie commutateurs, ne nécessitant pas de pont à air.

La première idée a consisté à utiliser du BCB (Benzocyclobutène) qui est un polymère pouvant être déposé sur du Saphir et d'utiliser plusieurs couches (au moins 2) de BCB pour réaliser les ponts à air.

Le BCB a été choisi car il présente de faibles valeurs de pertes ($\epsilon_r=2,2$, $\tan \delta = 0,007$), notamment aux fréquences millimétriques et il est facile à déposer (par centrifugation) au-dessus de tout type de substrat et/ou de circuits intégrés. Cela permet de réaliser sur un même dispositif différents circuits tout en réduisant les interconnexions.

Cette approche n'a cependant pas été retenue car elle s'est avérée, après plusieurs essais par le C2N, difficile à mettre en œuvre selon nos spécifications dimensionnelles.

La seconde idée repose toujours sur l'utilisation du BCB mais en utilisant des lignes G-CPW (Grounded CPW) au lieu des lignes CPW pour la fabrication des switches. La couche d'or sur le dessus du Saphir servant de plan de masse (GND) pour le G-CPW. Seule la zone proche du motif de VO_2 reste en CPW classique comme illustré par le switch SP2T à la Fig. 2.51.

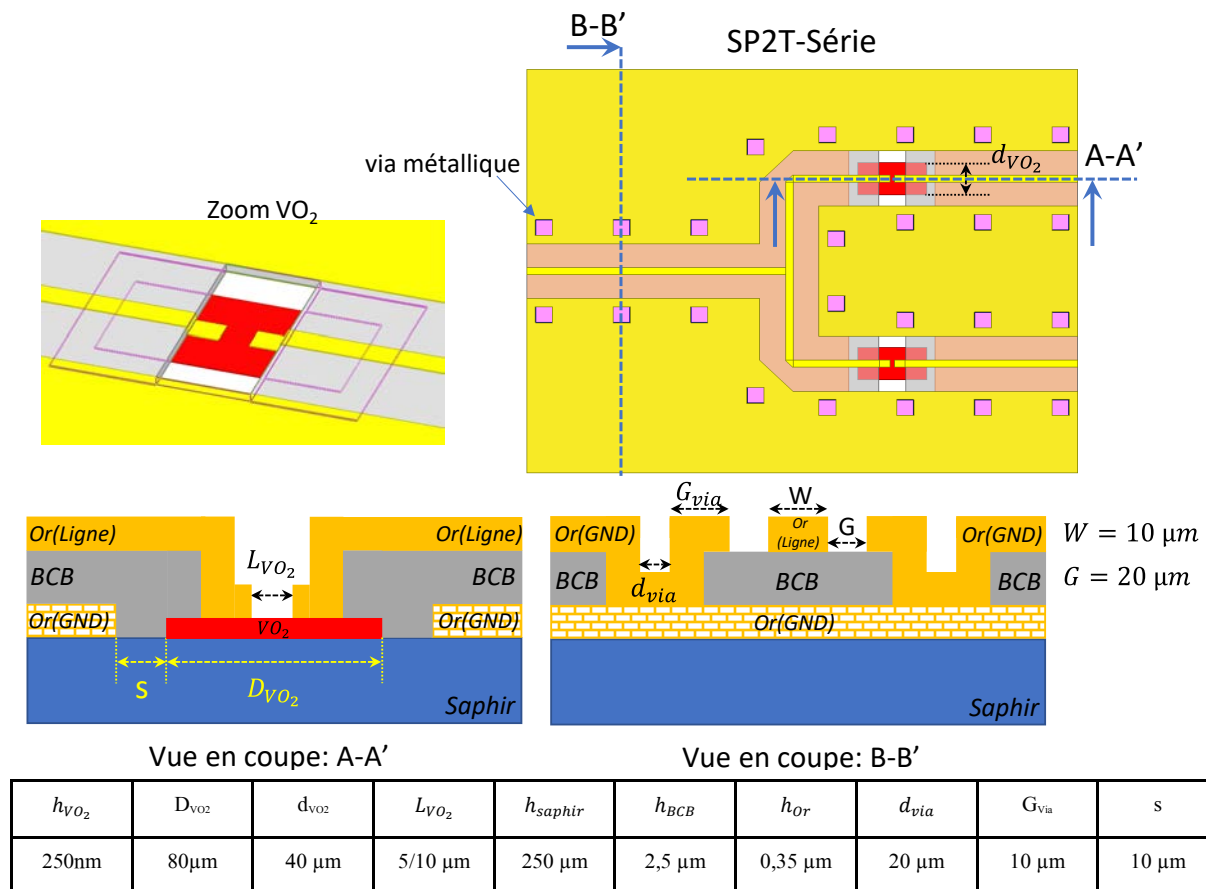


Fig. 2.51 : Déphaseurs TTD en bande X sur Saphir et BCB et détails des dimensions

Dans un premier temps, seuls les switches SPST, SPDT et SP4T ont été envoyés en fabrication. En simulation, cette configuration permet certes des facilités de connexion et de s'abstenir de pont à air mais malgré une optimisation ciblant une réduction des pertes, celles-ci sont en forte augmentation. Le BCB présentant des pertes faibles pour un polymère mais le $\tan \delta$ reste cependant bien plus important que celui du Saphir (0,007 pour le BCB pour 0,0001 pour le Saphir).

A titre de comparaison, le switch SPST sur Saphir seul affiche des pertes de 0,46 dB qui augmentent à 1,51 dB pour la configuration Saphir+BCB.

Configuration 3

En complément de ces différentes améliorations et propositions, nous avons souhaité mettre à profit le savoir-faire du post-doctorant Phi-Long Doan recruté sur le projet DRUIDE pour réaliser plusieurs déphaseurs RTPS « classiques » (i.e. non TTD) numériques [97] à partir de switches en VO₂.

En effet, comme évoqué à la section 2.3.1 portant sur les déphaseurs analogiques, les déphaseurs RTPS sont particulièrement intéressants car ils permettent d'atteindre une variation de phase conséquente pour des pertes modérées (FoM élevé).

Quatre versions différentes de déphaseurs RTPS numériques ont été étudiés :

- 3 versions de RTPS 1-bit (0-45°, 0-90° et 0-180°),
- 2 versions de RTPS 2-bits (0°, 45°, 90° et 135°) et (0°, 90°, 180° et 270°).

Les idées développées ici sont décrites sur le schéma de principe de la Fig. 2.52 :

- La charge des coupleurs hybrides est constituée d'une ligne reliée à 2 configurations de stub CC sélectionnées par le commutateur en VO₂.
- Un substrat RF classique (e.g. Rogers RT5880), bas coût et à faibles pertes est utilisé pour la conception du déphaseur, sur lequel les switches à base de VO₂ sont reportés par technique « flip-chip » pour permettre une commande optique à travers le plan de masse du PCB.

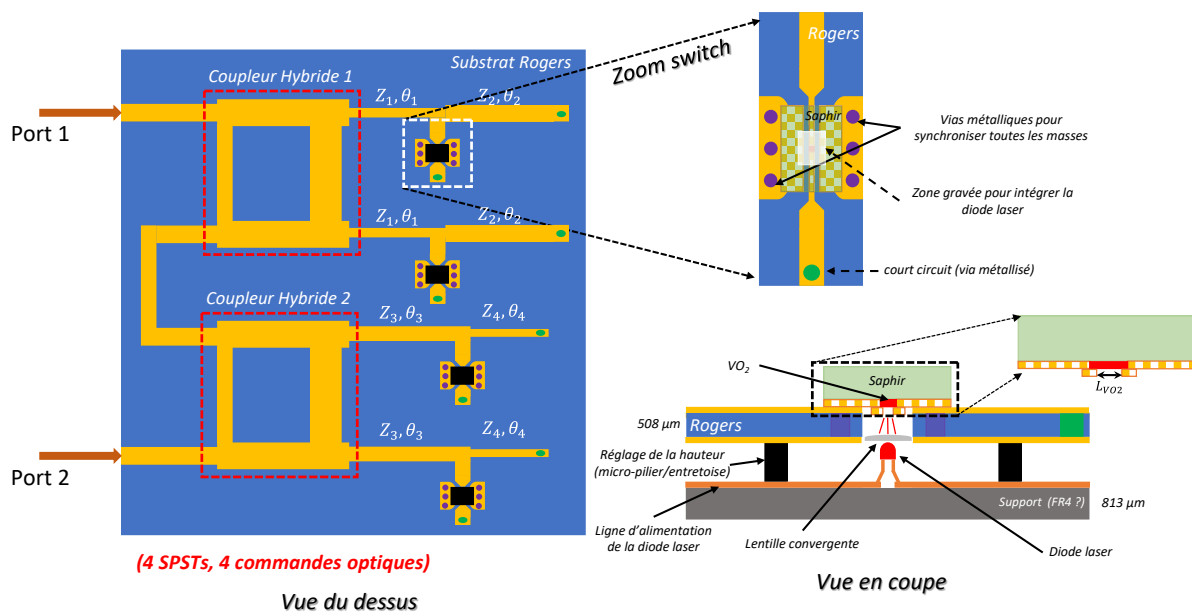
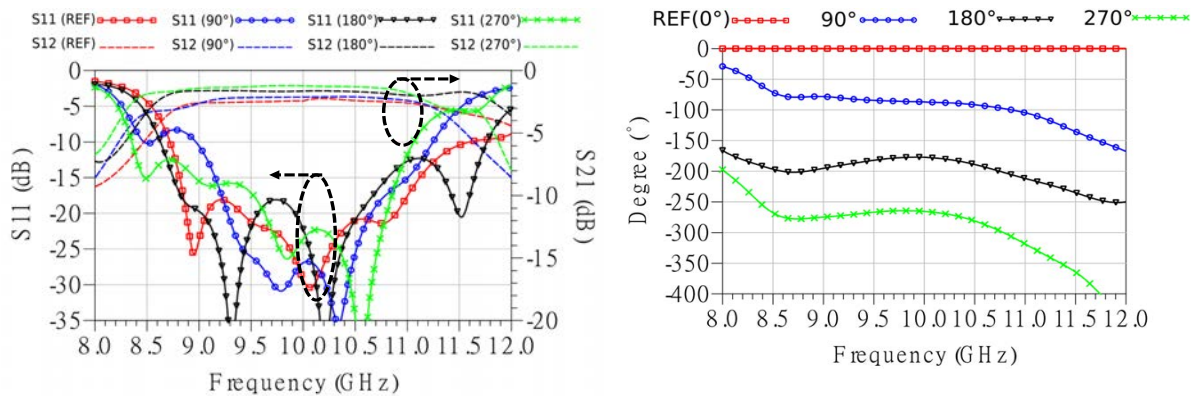


Fig. 2.52 : Schéma de principe de la 1^{ère} version du déphaseur RTPS à 4 commandes optiques

La vue en coupe de la configuration décrite à la Fig. 2.52 montre la technique de report par flip-chip en utilisant des entretoises de réglage pour régler de manière optimale la distance de focalisation des faisceaux des diodes LASER pour la commande du switch afin d'obtenir la concentration d'un maximum de puissance sur la zone visible de VO₂ de 5 x 40 μm²). Cependant, un empilement (stack) de plusieurs couches de PCB pour placer la diode LASER dans une pseudo-cavité est également envisageable en anticipant les éventuels problèmes de dissipation thermique. Les résultats de simulation de cette 1^{ère} version montrent de bons résultats en simulation (Fig. 2.53) avec un bon FoM d'environ 110°/dB pour le RTPS 2-bits (0, 90°, 180°, 270°) et 80°/dB pour le RTPS 2-bits (0, 45°, 90°, 135°).



@ 10 GHz	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$\Delta\phi$ (°)
Etat REF (0°)	-29.4	-2.4	0
Etat 1 (90°)	-27	-2.1	-86.9
Etat 2 (180°)	-22.2	-1.64	-177.2
Etat 3 (270°)	-23.5	-1.2	-265.4

- Bande passante (10 dB) = 22.1 % (9-11.2 GHz)
- Bande passante ($\pm 10^\circ$) = 11.2 % (9.3-10.4 GHz)
- Bande passante ($\pm 5^\circ$) = 7.6 % (9.5-10.25 GHz)

	SPST 1	SPST 2	SPST 3	SPST 4
REF (0°)	ON	ON	ON	ON
90°	OFF	OFF	ON	ON
180°	ON	ON	OFF	OFF
270°	OFF	OFF	OFF	OFF

Fig. 2.53 : Résultats simulés du déphaseur RTPS 2 bits 1^{ère} version (0, 90°, 180°, 270°)

Cependant, cette version présente l'inconvénient de nécessiter quatre switches dissociés et donc 4 commandes optiques. Or, le VO₂ nécessitant de maintenir l'excitation lors de l'état ON, il est souhaitable de minimiser le nombre de commandes optiques pour réduire la puissance totale nécessaire et aussi pour simplifier la structure.

En ce sens, différentes améliorations ont été développées pour aboutir à une version plus compacte ne nécessitant que 2 commutateurs pour 4 états (RTPS 2-bits) :

- Les masses dissociées pour les stubs en bout de switches ont été regroupées,
- Deux switches ont été regroupés dans la même puce (chip) avec une commande unique : DPST,
- Transition PCB vers le « flip-chip » prenant en compte les contraintes de fabrication.

Le schéma de principe de la dernière configuration est présenté à la Fig. 2.54 et ne nécessite plus que 2 commandes optiques distinctes qui devront activer indépendamment des switches DPST.

Chaque switch DPST comporte 2 zones de VO₂ qui devront être activées simultanément par la même diode LASER, la distance focale et la puissance de la diode devant être ajustées en conséquence par un réglage des entretoises.

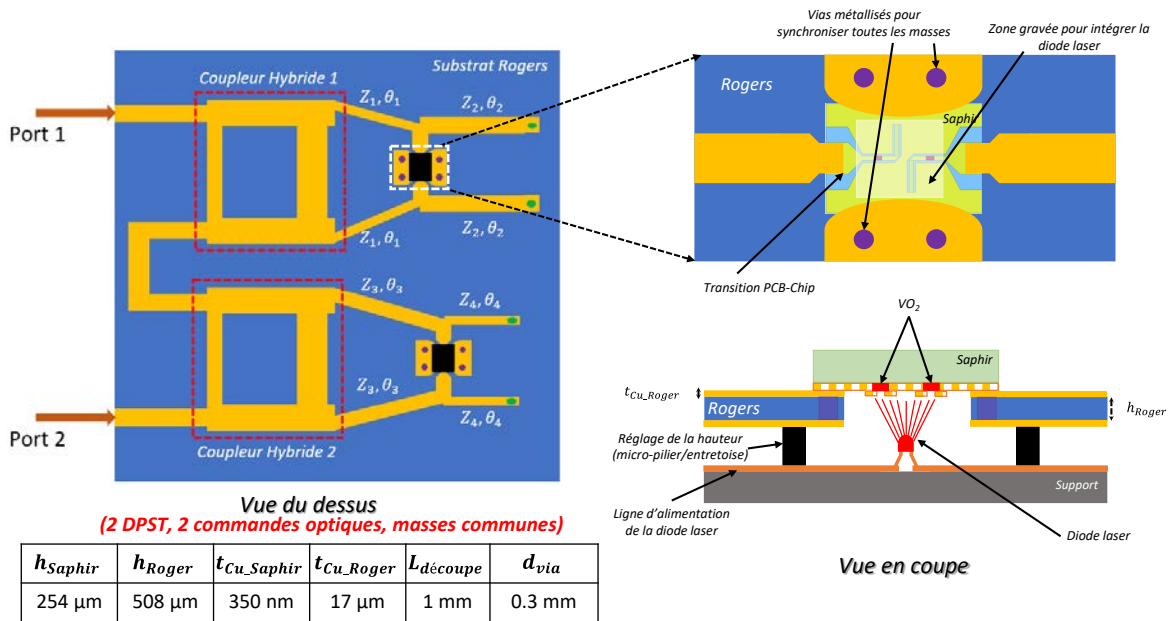


Fig. 2.54 : Schéma de principe de la 2^{ème} version du déphaseur RTPS 2-bits à 2 commandes optiques

Les résultats de la simulation complète de la nouvelle configuration de la Fig. 2.54 sont très similaires en phase, en adaptation et en pertes (à 0,1-0,2 dB) à ceux décrits à la Fig. 2.53.

Pour identifier d'éventuelles différences, il est plus pertinent de comparer les versions de déphaseurs 1-bit à 1 étage entre-elles, par exemple pour 0-90° :

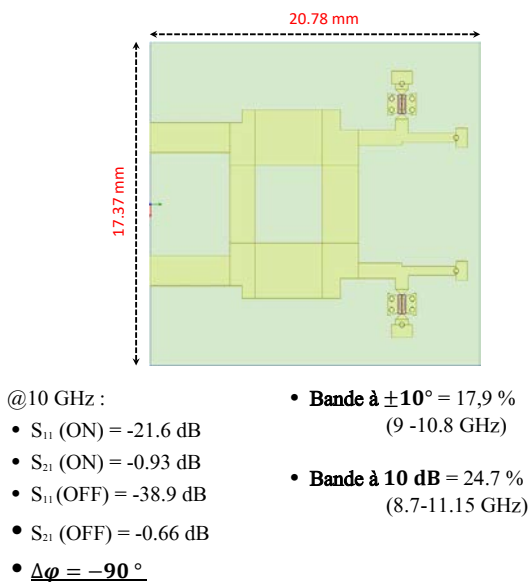


Fig. 2.55 : 1^{ère} version du RTPS 1-bit 90°

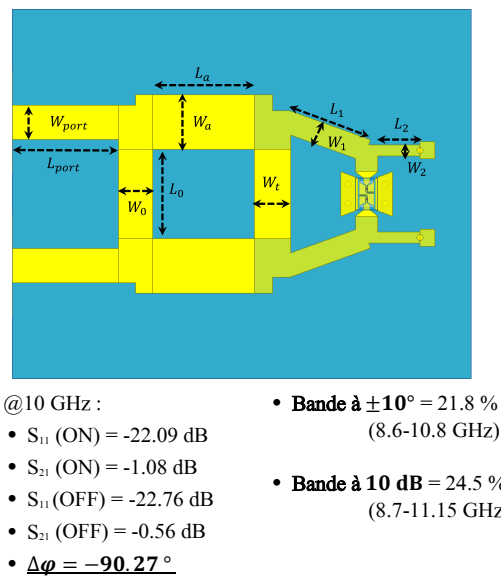


Fig. 2.56 : 2^{ème} version du RTPS 1-bit 90°

Cette comparaison montre que les performances sont très peu modifiées entre ces versions avec a priori une réduction de la complexité de mise en œuvre de la commande optique pour la 2^{ème} configuration. Cette 2^{ème} configuration permet une petite réduction d'une des dimensions du PCB et nécessite des switches DPST qui ont certes été validés en première étape par simulation sous HFSS mais qui n'ont pas encore été réalisés et validés expérimentalement.

Synthèse sur cette étude :

Les projets ANR MUFRED et Rapid DRUIDE ont permis à l'équipe du Lab-STICC impliquée et au doctorant et post-doctorants de travailler sur des projets ambitieux et multidisciplinaires, mêlant compétences en matériaux, en optique et en conception de dispositifs RF. J'ai eu, tout comme ces jeunes chercheurs, l'opportunité de participer à la rédaction des deux projets, à toutes les réunions du consortium, aux échanges avec des experts de chez Thales TRT et de m'impliquer activement à toutes les étapes, en y représentant le Lab-STICC.

Un des post-doctorants a d'ailleurs été embauché en CDI par l'entreprise Te-OX qui dirige DRUIDE pour finaliser le projet en se basant sur nos designs.

De très nombreuses topologies de commutateurs et de déphaseurs ont été proposées et conçues et seule une partie des solutions envisagées a été présentée dans ce chapitre.

Au final, si nous comparons nos solutions aux rares travaux sur les déphaseurs à base de VO_2 , nos déphaseurs TTD et RTPS sont au-delà de l'état de l'art.

Déphaseurs Commande	TTD Electrique	TTD Optique	RTPS Optique	TTD Electrique [98]	Thermique [99]
Fréquences	26,7 – 29,3 GHz		9-11.2 GHz	5-10 GHz	220-245 GHz
Nb. d'états	8		4	4	8
Déphasage	0-315°		0-270°	0-60°	0-315°
Pertes (Max)	7,4 dB	6,8 dB	2,5 dB	2,2 dB	7,6 dB
FoM	42,6 °/dB	46,3 °/dB	110°/dB	< 30° /dB	41,4 °/dB

Tableau 2.13 : Synthèse et comparaison des résultats de déphaseurs à base de VO_2

Le VO_2 présente des caractéristiques électriques particulièrement intéressantes pour des applications RF. Cependant, ces propriétés (rapport de conductivité ON/OFF, temps de commutation, fiabilité) dépendent fortement de la qualité du dépôt et de la structure cristalline obtenue. De plus, la croissance du dioxyde de vanadium est adaptée au substrat saphir grâce à l'orientation de sa maille, mais l'utilisation de Saphir limite les possibilités technologiques et reste très chère. Des travaux sont en cours au C2N pour déposer le VO_2 sur un substrat en silicium avec également des dépôts de couches diélectriques de SiO_x .

L'état d'avancement des différents prototypes prévus illustre clairement les difficultés rencontrées lors des différentes étapes technologiques du process de fabrication des switches à base de VO_2 . De plus, les switches à base de VO_2 n'apportent la plus-value attendue en temps de commutation que pour une commande optique qui est clairement délicate à mettre en œuvre pour des commandes multiples (surtout pour de grands réseaux d'antennes) et pour des configurations hors-laboratoire (i.e. compactes, faciles à réaliser et bas coût).

La tenue en puissance et notamment d'éventuels problèmes d'auto-activation selon la puissance des signaux RF sont à l'étude à Te-OX. De plus, une étude de la dilatation thermique prenant en compte les CTE différents (Coefficient of thermal expansion) du PCB et des switches sur Saphir est également à mener pour le report en flip-chip pour vérifier la bonne tenue mécanique.

2.5 Bilan et conclusion

Les travaux présentés ici regroupent une partie des activités que nous avons pu mener sur la thématique des déphaseurs passifs. Plusieurs innovations topologiques (inverseurs et baluns UWB, matrice de Butler, CLAP-PS, ...) et aussi technologiques (ondes lentes, switches à base de VO_2 , ...) ont été proposées et mises en œuvre selon différents process technologiques (techno hybrides, intégrés, commandes thermiques, électriques et optiques) et pour différents projets (Contrats privés, ANR, RAPID DGA, Région, Cifre, ...).

Les résultats obtenus nous permettent ainsi de disposer d'une large gamme de solutions innovantes à différents niveaux de maturité :

- Inverseurs, baluns, PWD ultra-large-bande et déphaseurs fixes sont actuellement parfaitement maîtrisés et adaptables à différentes bandes de fréquence et à différents contextes applicatifs,
- Lignes à retard programmable développée lors de la thèse CIFRE de Fabien ARZUR en partenariat avec ZF Autocruise (étude non-présentés ici mais détaillées en [100]-[101]-[102]) et affichant une plage de variation de 1250:1 (retard de 1,33ns à 1,67 μs) sur une bande de 800 MHz autour de 1,4 GHz,
- Les déphaseurs analogiques (CLAP-PS) à base de varactors qui ont fait l'objet de plusieurs développements au sein de notre équipe, mais aussi au niveau international, proposent un compromis compacité/largeur de bande / FoM qui en font un bon complément pour être associés à des déphaseurs TTD dans des structures hybrides large-bandes pour tirer bénéfices des avantages de chaque technique pour limiter le dépointage de faisceau en fonction de la fréquence des antennes réseaux à commande de phase. Ces déphaseurs sont également pertinents pour d'autres usages, tels que pour la réalisation de filtres transversaux [69],
- Enfin, les déphaseurs TTD et RTPS à base de VO_2 sont à un niveau de maturité plus bas, les résultats semblent prometteurs mais demandent encore à être confirmés pour une commande optique. L'ensemble des solutions développées dans ce projet est par ailleurs transposable à d'autres matériaux comme le GeTe qui présente l'avantage d'être bi-stable, donc réclamant a priori moins d'énergie pour le maintien à l'état ON.

Dans ce chapitre, nous avons en général projeté ou mis en œuvre les déphaseurs pour des applications de type PAR (Phased Array Antenna) mais il existe un très grand nombre de systèmes qui nécessite de travailler sur la phase des signaux.

Ainsi, le chapitre suivant décrit une mise en œuvre originale de déphaseurs, d'inverseur de phase et de baluns pour la réalisation de systèmes antennaires In-Band Full-Duplex.

3 Applications des déphaseurs et inverseurs aux systèmes antennaires In-Band Full-Duplex

3.1 Introduction et principe de l'In-Band Full-Duplex

De manière générale, l'évolution des réseaux de communications sans fil a conduit à une augmentation très importante du trafic de données et du nombre d'utilisateurs, ce qui nécessite une amélioration sans cesse accrue des performances des interfaces radios (Antennes et Front-end) notamment pour exploiter au mieux le spectre disponible. L'émergence des nouveaux réseaux tels que la 5G et bientôt 6G exige une capacité de prise en charge de flux très importants pour un très grand nombre d'utilisateurs et de connexions ; de nombreuses innovations de l'interface radio (5G New Radio, massive MIMO, beamforming, NOMA (non-orthogonal multiple access), Cognitive Radio, ...) sont prévues pour résoudre ces problématiques. De nouvelles bandes de fréquence seront également affectées pour la 5G, en dessous de 6 GHz pour les "Low-band 5G" et "Mid-band 5G" et au-delà de 24 GHz et 66 GHz (bandes millimétriques), ce qui illustre d'autant plus le besoin d'optimiser la ressource spectrale.

Dans ce contexte global d'augmentation de débit des systèmes sans fil, de tout premiers travaux innovants (2013-2015) ont mis en évidence la possibilité réelle d'une mise en œuvre de transmission en In-Band Full-Duplex (IBFD) et l'intérêt pour cette technique s'est depuis fortement accru au point d'en faire un des axes de réflexion lors de la définition de la 5G et de la 6G. L'IBFD permet en théorie d'atteindre un doublement de l'efficacité spectrale pour, soit doubler les débits, soit optimiser les ressources spectrales. Cette technique présente d'autres avantages potentiels, tels que l'introduction d'un premier niveau de sécurisation sur la couche physique, la capacité d'écouter et de transmettre simultanément dans la même bande de fréquence (radio-cognitive, guerre électronique, ...), voire de développer des systèmes multi-fonctions opérant sur les mêmes bandes de fréquence....

Les termes « in-band Full-Duplex », « vrai » Full-Duplex, ou encore STAR (Simultaneous Transmit And Receive) sont aussi parfois utilisés pour décrire cette technique.

Le concept même de Full-Duplex impose des exigences élevées lors de la conception de l'émetteur-récepteur en raison des phénomènes d'auto-interférence (Self-interference ou SI) correspondant à la fuite du signal transmis vers la voie de réception. Le doublement théorique de l'efficacité spectrale ne pouvant être atteint que si la SI est quasiment supprimée.

Les premières études menées expérimentalement sur des liaisons sans-fil Full-Duplex ciblaient des liaisons courtes distances (type WiFi ou 5G en bandes millimétriques sur de courtes distances) et ont montré la faisabilité de cette technique à la condition d'obtenir un niveau d'annulation de SI supérieur à 110 dB pour ces applications dans lesquelles l'émetteur et le récepteur sont forcément co-localisés. L'IBFD pourrait être envisagé pour des communications civiles ou militaires plus longues distances, e.g., satellitaire bord-sol ou entre nano-satellites, ce qui nécessite de faire tendre le niveau de SIC (Self-Interference Cancellation) vers 120-130 dB.

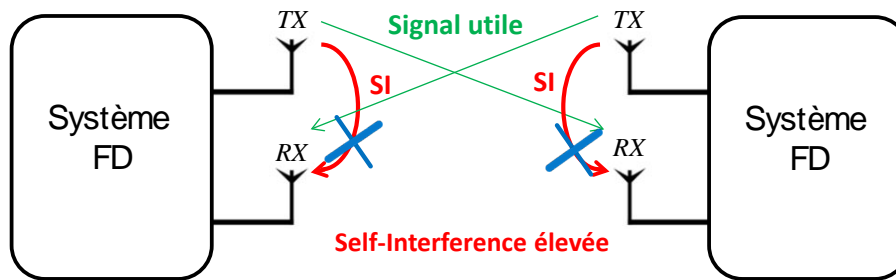


Fig. 3.1 : Illustration du problème d'auto-interférence (SI) entre deux émetteurs-récepteurs Full-Duplex

L'auto-interférence ou Self-Interference (SI) constitue le point d'achoppement majeur pour la réalisation effective d'un front-end radio FD ou IBFD. La puissance du signal transmis est, en effet, d'un grand nombre d'ordres de grandeur plus importante que celle du signal utile reçu. Aussi une grande isolation entre les deux voies d'émission/réception (TX/RX) est donc indispensable pour limiter la SI et rendre ainsi le système opérationnel. Le niveau de suppression SIC (Self Interference Cancellation) nécessaire dépend fortement du ratio entre la puissance du signal émis et la puissance minimale du signal utile requise au niveau du récepteur, et donc au final de la distance de la liaison et de l'application visée. Le niveau de SIC obtenu impactera forcément la capacité à atteindre un doublement de l'efficacité spectrale. D'ailleurs, dans certaines configurations, l'efficacité spectrale risque de s'effondrer en deçà de celle de systèmes traditionnels FDD ou TDD.

L'auto-interférence (SI) de TX vers RX (Fig. 3.2) peut se faire via les couplages suivants classés ici par ordre décroissant de leur niveau d'amplitude :

- A. La source principale de SI provient du couplage direct entre la ou les antennes implémentées et dépend grandement de la topologie antennaire déployée pour l'application. Ce couplage a lieu dans l'air (champs proche et lointain) et ou via des ondes de surface ou de substrat.
- B. Une deuxième source de SI est causée par l'environnement. Les trajets multiples dus aux réflexions renvoient une partie de l'énergie émise vers l'antenne réceptrice à des niveaux qui peuvent être largement supérieurs à celui du signal de réception utile.
- C. La dernière source de SI provient de la fuite du signal ou de couplage entre les composants eux-mêmes, en général pour de fortes densités d'intégration, notamment lorsque les composants des voies TX et RX partagent le même PCB, substrat ou packaging.

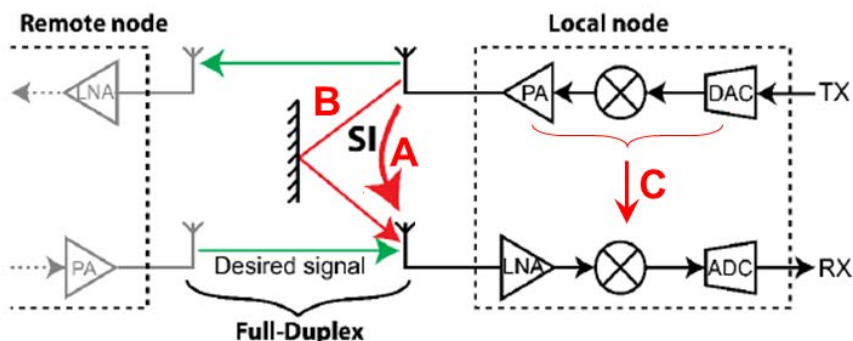


Fig. 3.2 : Sources de l'auto-interférence dans un émetteur-récepteur Full-Duplex

Pour atteindre le niveau de SIC souhaité, l'architecture d'annulation de l'auto-interférence est en général organisée selon trois étapes (Fig. 3.3) :

- un 1^{er} niveau de découplage ou d'isolation à l'étage antenne (découplage passif),
- un 2^{ème} niveau analogique et/ou RF (en général par réglage et faible-bande),
- et enfin une suppression de la SI résiduelle en numérique.

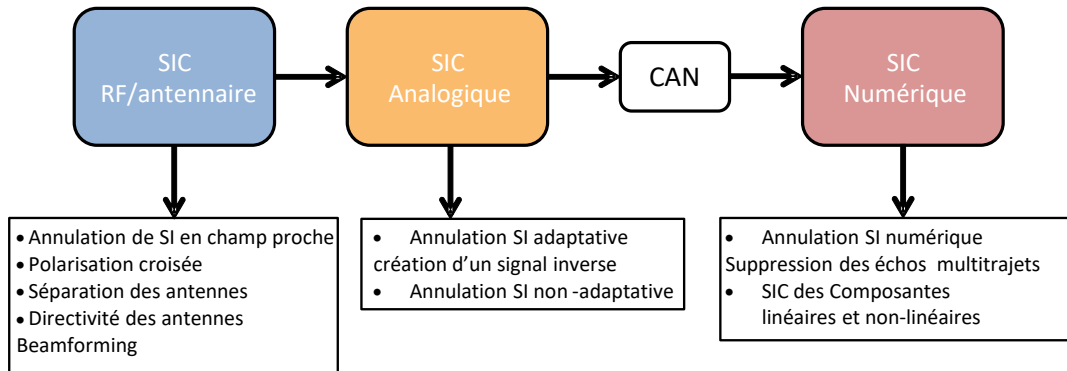


Fig. 3.3 : Structuration et techniques de SIC

L'exemple pour du WIFI de la Fig. 3.4 illustre clairement que dans un émetteur-récepteur IBFD, il est nécessaire d'agir à différents niveaux pour obtenir un niveau du signal utile reçu qui soit, en bout de chaîne de réception, supérieur aux composantes résiduelles issues de TX. En effet, pour cet exemple un minimum de 116 dB de SIC est nécessaire pour espérer démoduler le signal utile.

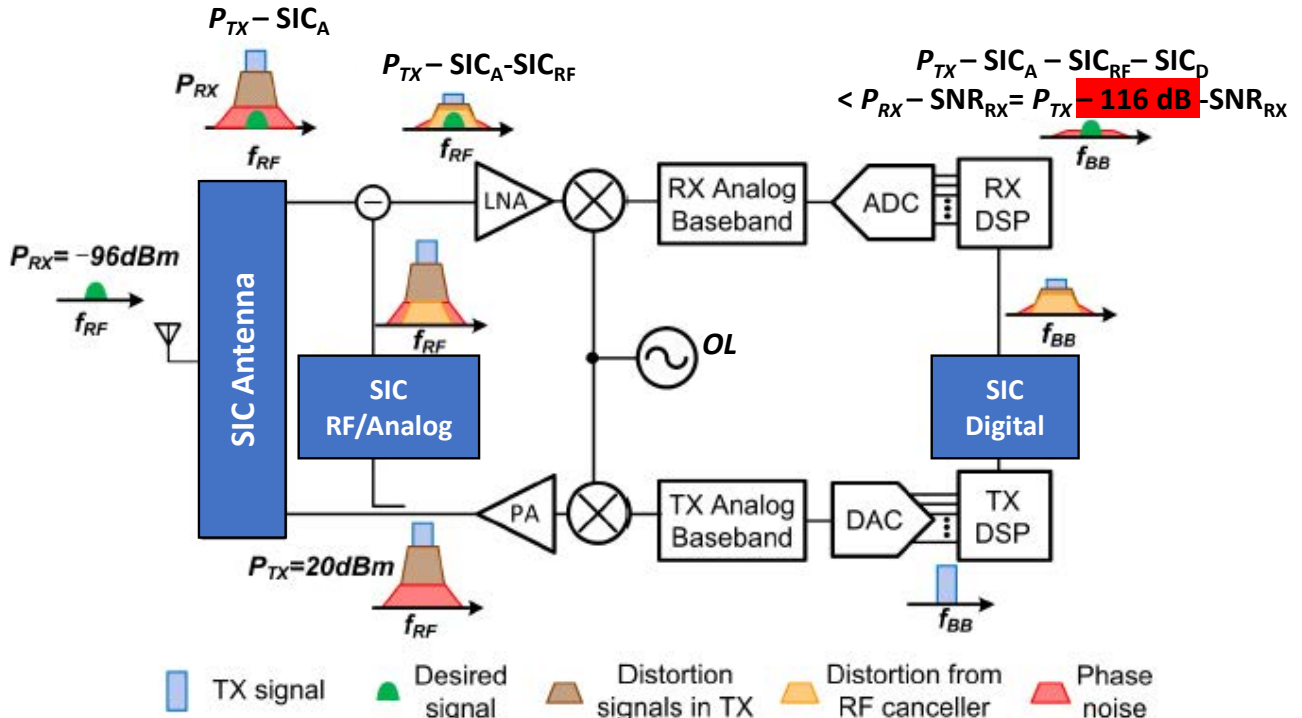


Fig. 3.4 : Illustration des étages de SIC requis (5G 2017 summit FlexICoN Project)

Certains composants du front-end de la voie émettrice (TX) génèrent du bruit, bruit large-bande pour les amplificateurs de puissance par exemple ou bruit de phase pour les oscillateurs locaux (OL). Comme ce bruit

est par définition aléatoire, seules les techniques de SIC procédant par soustraction ou symétrie soustractive d'une copie du signal réellement émis permettront d'annuler ce bruit, ce qui contraint cette technique à être mise en œuvre aux niveaux antenne ou RF/analogique.

Une contrainte supplémentaire importante apparaît également sur le niveau maximum de puissance de la SI ($P_{TX} - SIC_A - SIC_{RF}$ dans l'exemple Fig. 3.4) arrivant sur le convertisseur analogique numérique (CAN ou ADC) de la voie de réception pour éviter de faire saturer celui-ci et pour permettre d'en utiliser toute la dynamique. Il est donc nécessaire d'introduire un premier ou plusieurs étages de SIC antenne/analogique capable d'atteindre 50 dB en amont du CAN, voire 60 dB en prenant une marge de 10 dB supplémentaire de fluctuation de puissance (par exemple 10 dB typique de peak-to-average power ratio, PAPR, en WiFi avec une forme d'onde OFDM).

En résumé, l'obtention du niveau de SIC requis avec les contraintes listées ci-dessus impose d'introduire à différents étages du front-end FD des techniques d'annulation de la SI. Cela correspond pour l'exemple considéré à obtenir environ 60 dB d'isolation sur la partie Antenne/RF/Analogique et 50 dB sur la partie digitale.

Selon les applications visées, l'environnement proche est évidemment très différent (indoor, 5G wireless backhaul, communication satellites, ...) et il a été démontré que dans un environnement très changeant de type indoor et/ou de systèmes mobiles, il n'était pas utile d'obtenir un niveau de SIC antenne supérieur à 50 dB environ en raison du niveau des réflexions des trajets multiples.

L'étape initiale de SIC antenne est cependant quasi-indispensable et différentes techniques ont été étudiées et peuvent être réparties en deux catégories, bi-statiques et mono-statiques. Ces appellations sont issues du monde du RADAR mais dans un contexte de système IBFD, les configurations monostatiques et bistatiques peuvent indifféremment comporter une ou plusieurs antennes :

- Système monostatique : tous les ports de chaque antenne individuelle sont connectés à la fois à partie TX et à la partie RX,
- Système bistatique : à l'inverse, un ou plusieurs ports de chaque antenne ou éléments rayonnants est uniquement connecté à la partie TX, alors que les autres ports et/ou les autres antennes sont connectées à la partie RX.

	Monostatique	Bistatique
Passif	<ul style="list-style-type: none"> • Circulators • Hybrid Transformers: <ul style="list-style-type: none"> ▪ Single 180°-Hybrids Balun-Power Divider Combination ▪ Single Quadrature-Hybrid ▪ Two Circulators with Two Quadrature-Hybrids ▪ Two Circulators with Balun-Power Divider Combination 	<ul style="list-style-type: none"> • Antenna Separation • Beam Separation • Cross Polarization • Near-Field Nulling: <ul style="list-style-type: none"> ▪ Half-Wavelength Separation ▪ Antiphase Feeding ▪ Near-Field Cancellation ▪ Circularly-Phased Arrays • Beam Diversity • Surface Current Suppression
Actif	<ul style="list-style-type: none"> • Reflection Leakage Collision 	<ul style="list-style-type: none"> • Decoupling Networks • Co-Polarized Reflections

Tableau 3.1 : Techniques de SIC antenne/RF

Le Tableau 3.1 recense la grande majorité des techniques existantes et leurs principes sont expliqués individuellement plus en détail dans [52].

Parmi ces techniques, nous avons principalement retenu la technique de SIC par annulation en champ proche (Tableau 3.2) car elle est potentiellement large-bande, peut permettre d'émettre et recevoir dans des directions identiques, et de premiers exemples (assez faibles bandes) ont montré que le niveau d'isolation pouvait correspondre à notre cahier des charges (SIC antenne $\geq 50-60$ dB).

Technique	Avantages	Inconvénients
Circulator	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Uses single antenna. ▪ Simple implementation. ▪ Conserves power efficiency. ▪ Transmits and receives in the same direction. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Bulky size ▪ Narrowband ▪ Low isolation
Hybrid Transformers	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Wideband potential. ▪ Uses single antenna. ▪ Can provide high isolation. ▪ Transmits and receives in the same direction. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Complex implementation ▪ Reduced power efficiency ▪ Sensitive to phase and amplitude imbalances
Antenna Separation	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Frequency-independent. ▪ Simple implementation. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Increased system size. ▪ Skew between Tx and Rx radiation patterns.
Beam Separation	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Frequency-independent. ▪ Simple implementation. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Transmits and receives in different directions.
Near-Field Cancellation	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Wideband potential. ▪ Can provide high isolation. ▪ Transmits and receives in the same direction. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Requires two baluns. ▪ Uses four antennas. ▪ Sensitive to phase and amplitude imbalances. ▪ Sensitive to antenna placement.
Circularly-Phased Arrays	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Wideband potential. ▪ Can provide high isolation. ▪ Can transmit and receive in the same direction. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Complex implementation. ▪ Big number of antennas. ▪ Complex feeding networks.

Tableau 3.2 : Comparaison des techniques de SIC antenne/RF

Nos projets et études ont majoritairement porté sur l'obtention d'une SIC sur la partie antenne et selon l'organisation, les contextes et la chronologie présentés ci-dessous :

- Application de circuits Non-Foster pour la réalisation de systèmes Full-Duplex compact (IoT) [4], lors de la thèse de Saadou Almkdad en collaboration avec l'université Libanaise,
- Topologie antenne pour liaison Full-Duplex entre nano-sat en collaboration et co-financement entre le CNES et la société Syrlinks dans le cadre de la thèse d'Allan Pen [103],
- Systèmes antennaires Ultra-Large-Bande IBFD dans la thèse d'Hadi Hijazi [52],

De plus, une collaboration est en cours (Thèse de Clément Demeslay) avec l'équipe SI3 du pôle T2I3 du Lab-STICC pour combiner parties Antenne et Digitale dans la continuité des travaux communs initiés dans la thèse d'Allan Pen et dans la chaire CyberIoT.

3.2 Systèmes antennaires In-Band Full-duplex

3.2.1 Adaptation d'antennes et découplage « actif » appliqué aux IoT à partir de composants Non-Foster

Sous l'impulsion de Denis Le Jeune (Ingénieur de recherche à l'ENSTA-Bretagne) qui a initié ce sujet, nous nous sommes intéressés à partir de 2016-2017 à la thématique du Full-Duplex.

La thèse de Saadou AIMokdad portait initialement sur l'étude et la conception de circuits non-Foster pour la réalisation de déphaseurs et pour l'adaptation d'antennes électriquement petites (ESA : Electrically Small Antennas) et en fin de thèse, les résultats obtenus ont été appliqués au découplage entre deux antennes TX et RX de petites tailles et placées très proches l'une de l'autre dans un contexte d'objets connectés très compacts (IoT).

L'architecture innovante proposée est décrite à la figure Fig. 3.5 et les objectifs de ce projet étaient les suivants :

- Obtenir un système très compact (IoT) en rendant les antennes électriquement petites (IoT) et en rapprochant au maximum les antennes TX et RX,
- Atteindre un niveau de SIC Antennaire/RF d'au moins 50 dB,
- Elargir la bande de fonctionnement pour que la partie antenne soit compatible avec les standards basses fréquences des IoT (60 % des NB-IoT fonctionnent en dessous du GHz et 30 % au-delà de 1,8 GHz),
 - Pour cela la limite haute sera fixée à la bande ISM (2,4 GHz) et dans l'idéal il faudrait pouvoir l'étendre vers le bas jusqu'à 0,5 GHz.

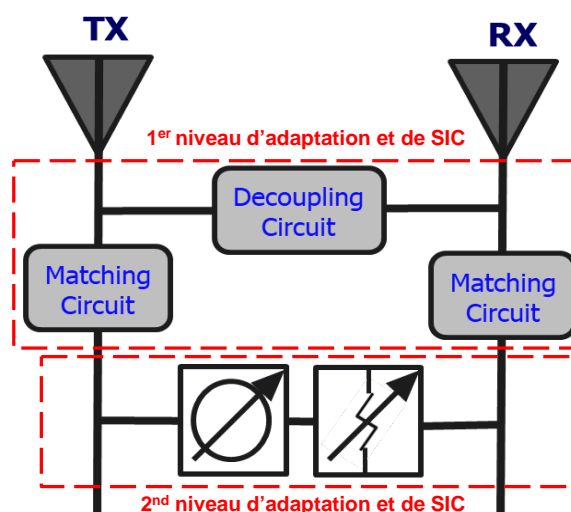


Fig. 3.5 : Topologie de réduction de SI dans un contexte de front-end FD compact (IoT)

Une simple antenne $\lambda/4$ sur PCB fonctionnant à environ 2,4 GHz nous a servi de référence pour, dans un premier temps, comparer une technique d'adaptation classique passive et une approche à base de composants non-Foster.

Nous n'avons évidemment pas cherché à réduire la taille de l'antenne par d'autres techniques (fractal, permittivité, ...) car c'est par adaptation à une fréquence bien plus basse que sa fréquence « naturelle » de résonance que nous cherchons à rendre cette antenne électriquement petite. Le principe de l'adaptation active

par composant Non-Foster permettant en théorie d'annuler la réactance de l'antenne sur une largeur de bande bien plus importante qu'avec une adaptation passive.

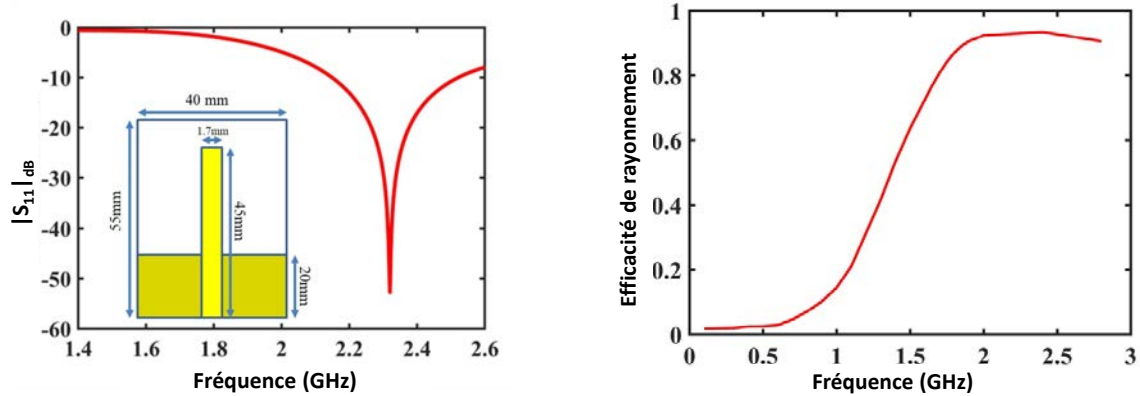


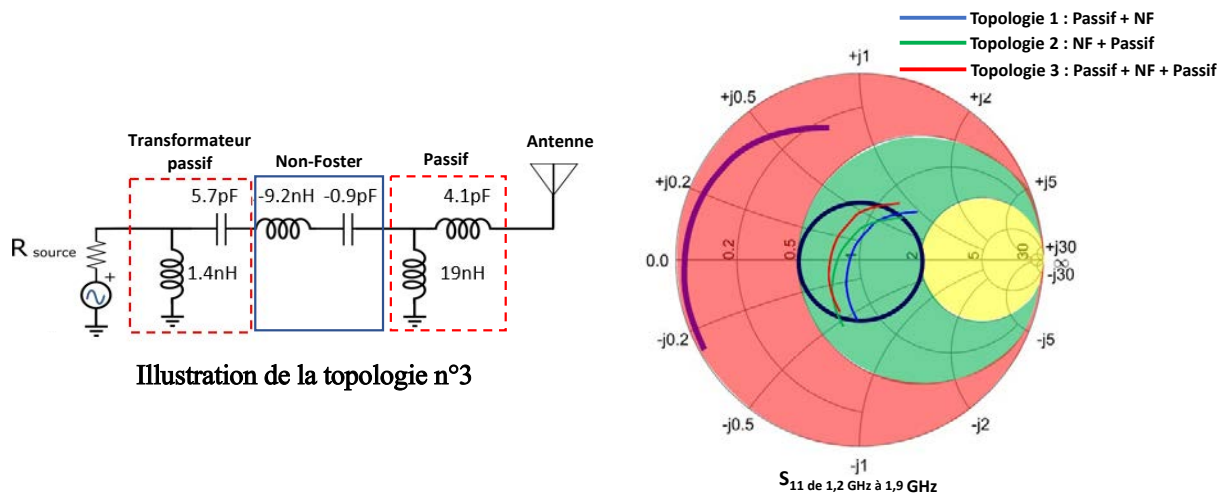
Fig. 3.6 : Antenne de référence et son efficacité maximale de rayonnement

L'efficacité de l'antenne étant très faible en dessous de 1,6 GHz, et nos circuits Non-Foster ne présentant pas une large de bande aussi large qu'attendu (cf § 1.3.3.1), nous avons finalement cherché à étendre la bande de fréquence vers le bas jusqu'à 1,6 GHz.

Les différents résultats obtenus montrent qu'une adaptation combinant composants NF et composants RF passifs classiques (topologie n°3, Tableau 3.3) permet d'obtenir les meilleurs résultats en simulation.

Topologie	Largeur de bande	Bande relative
Passif à 1 étage	0,028GHz	1,75%
Passif à 2 étages	0,042GHz	2,62%
Passif à 3 étages	0,061GHz	3,81%
Passif-NF (topologie 1)	0,142GHz	8,87%
NF-Passif (topologie 2)	0,558GHz	37,2%
Passif-Transformer-Passif (topologie 3)	0,622GHz	41,46%

Tableau 3.3 : Comparaison des méthodes d'adaptation de l'antenne pour élargir la bande



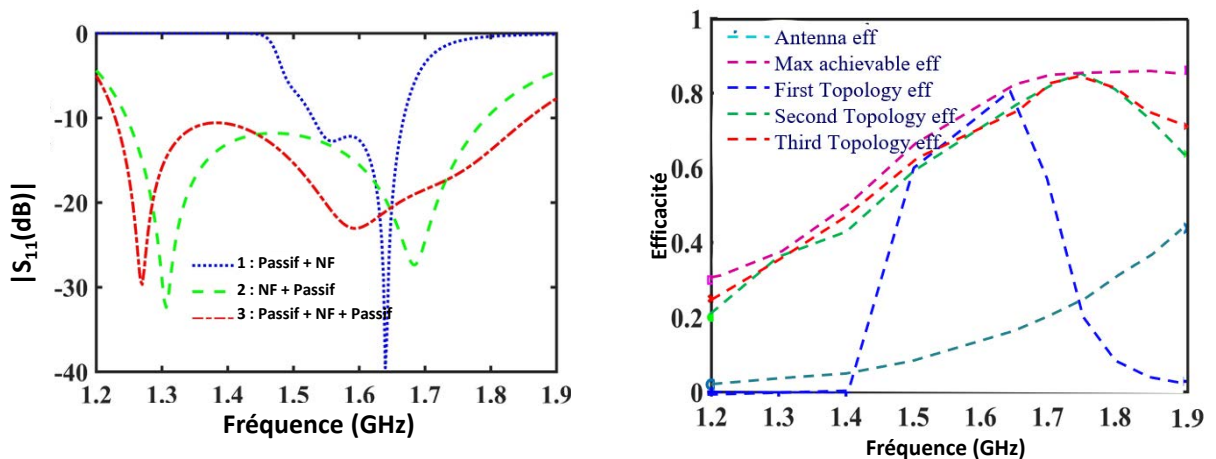


Fig. 3.7 : Structuration de la topologie n°3 et comparatifs simulés des différentes topologies

En simulation, l'utilisation de la topologie NF n°3 permet un élargissement significatif de la bande adaptée à 10dB et de se rapprocher de l'efficacité maximale atteignable pour l'antenne.

Les antennes avec adaptation passive et les topologies n°2 et 3 ont été réalisées sur substrat FR4 classique et mesurées.

Plusieurs travaux antérieurs sur l'adaptation d'antennes ont montré, essentiellement en simulation et expérimentalement en dessous de 1 GHz, des élargissements très importants. Cependant, quasiment aucune mention de l'efficacité total des systèmes antennaires ainsi constitués n'est faite.

Nous avons donc développé un indicateur compatible avec l'utilisation de circuit Non-Foster pour estimer l'efficacité et la puissance réellement transmise à l'antenne (détaillé en [104]) et nous nous sommes servis des mesures de la topologie n°3 et de post-simulations à partir de ces mesures pour calculer l'efficacité réelle du système développé.

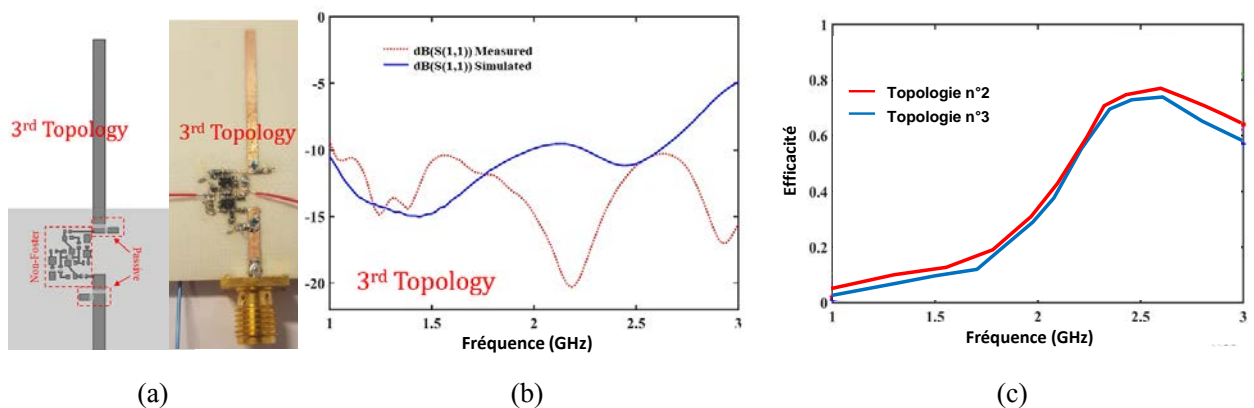


Fig. 3.8 : (a) Schéma et photo de la topologie n°3, (b) paramètres S_{11} simulés et mesurés, (c) efficacité (à partir des mesures)

L'efficacité a certes été augmentée (Fig. 3.8.c) sur une large bande de fréquence par rapport à l'antenne de référence, mais les pertes dans l'antenne et surtout celles dues à la partie résistive résiduelle des éléments Non-Foster dégradent l'efficacité issue des mesures par rapport aux valeurs simulées.

Plusieurs prototypes de système IBFD quasi-complet intégrant les deux antennes, respectivement TX et RX, et leur adaptation et découplage, ont été étudiés, simulés et réalisés.

Une version entièrement passive (adaptation et découplage) nous a servi de référence et le seul système à découplage actif NF et à adaptation NF stable est présenté à la Fig. 3.9. L'étude complète du système de découplage NF utilisé ici repose sur une analyse par modes pair et impair et est détaillée en [4].

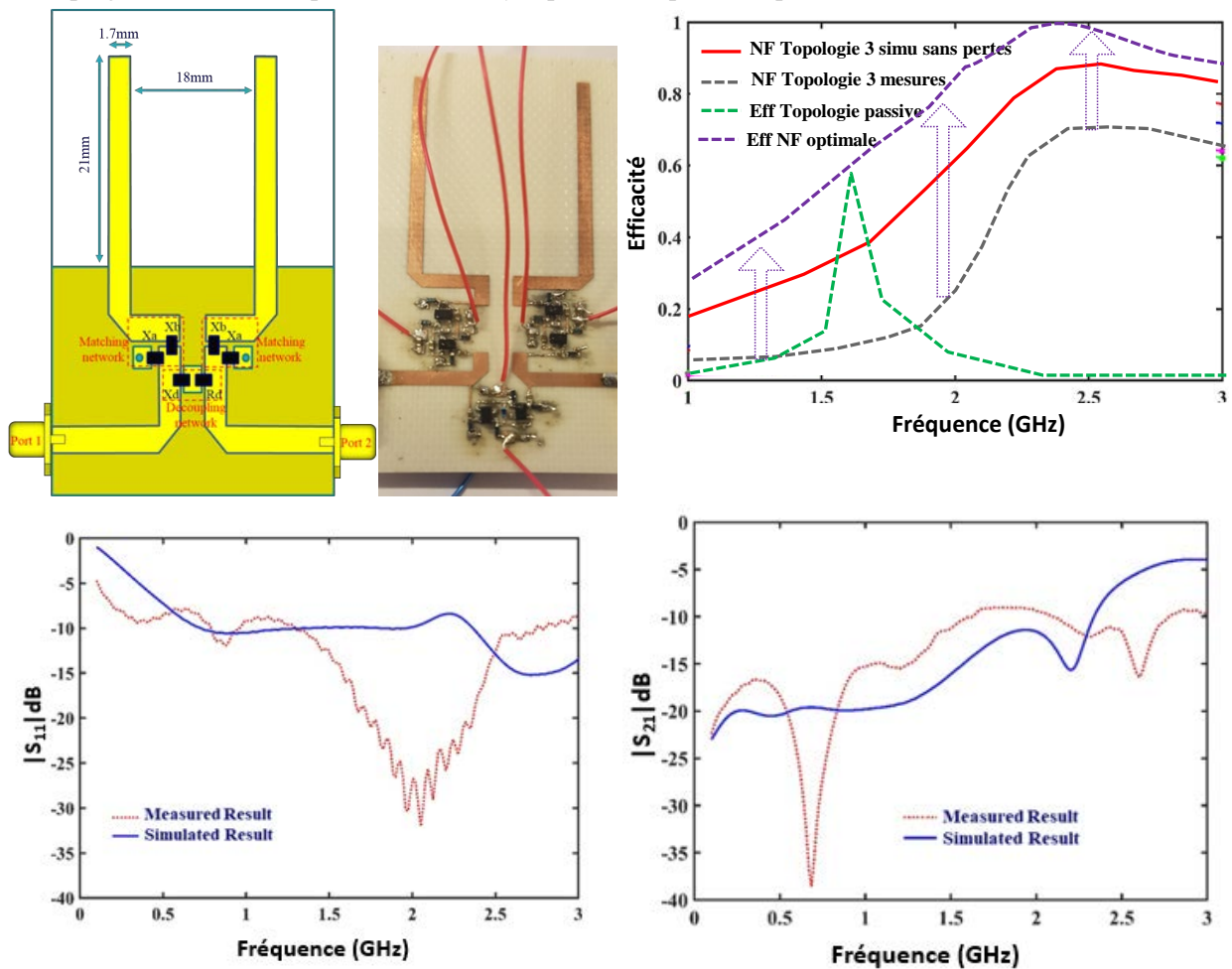


Fig. 3.9 : Schéma et photo du système antennaire IBFD, efficacité et paramètres S

L'adaptation de chaque antenne du système (Fig. 3.9) est satisfaisante ($< 8\text{dB}$) sur l'ensemble de la bande 0,6-3 GHz.

En mesure, l'efficacité du système (Fig. 3.9) est à nouveau et pour les mêmes raisons (partie résistive résiduelle importante des composants NF mais hélas nécessaire à l'obtention de la stabilité) inférieure aux attentes et se révèle même inférieure au système entièrement passif à 1,6 GHz mais largement supérieure ailleurs.

Le paramètre $|S_{21}|$ dB présenté à la Fig. 3.9 correspond à l'isolation entre antenne et donc à un premier niveau de SIC d'environ 10 dB à 1,6 GHz, ce qui correspond au même niveau de découplage qu'en passif à cette fréquence. Le découplage NF étant tout de même, et à nouveau, bien plus large-bande.

En complément de ce 1^{er} niveau, relativement faible de SIC, la topologie complète antennaire/RF IBFD de la Fig. 3.5 a été simulée à partir des mesures indépendantes de la partie antennaire et du déphaseur pur (cf §1.3.3.2).

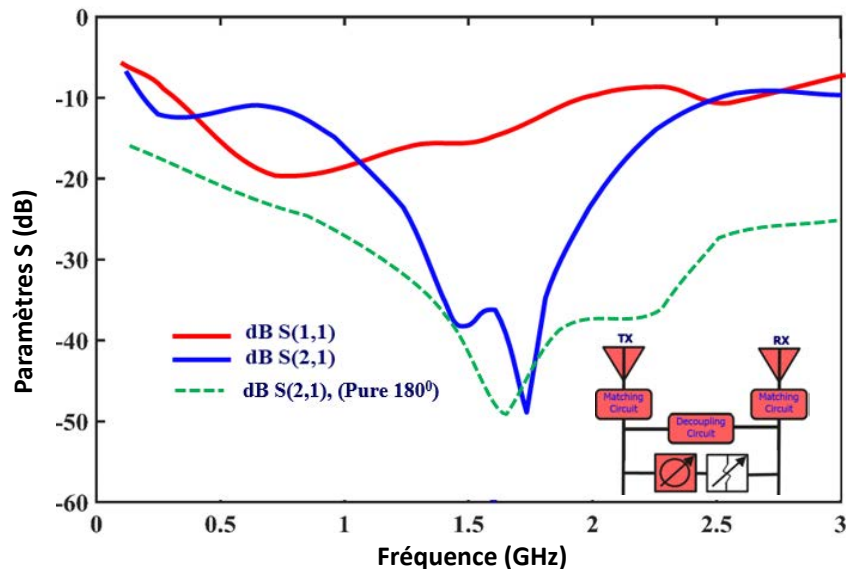


Fig. 3.10 : Paramètres S du système IBFD Non-Foster

Le niveau d'isolation (ou de SIC) obtenu à 1,6 GHz est de l'ordre de 50 dB, ce qui est un résultat très intéressant pour des antennes ayant une telle proximité.

Synthèse sur cette étude :

De nombreuses innovations et concepts ont été initiés et testés en simulation et expérimentalement dans ce projet. Les résultats obtenus sont originaux et au-delà de l'état de l'art.

Cependant, sur la base d'outils que nous avons développés spécifiquement, l'efficacité de tels systèmes, i.e. adaptation d'impédance et découplage par composants NF, s'avèrent décevante au final.

Comme évoqué au chapitre 1 (§1.4), pour l'application visée ici, des amplificateurs distribués pourraient être mis en œuvre pour réaliser des composants NF en évitant ce problème d'instabilité, mais cette technique repose sur des circuits non-réciproques utilisables pour l'adaptation d'antennes dans une configuration à deux antennes TX et RX séparées, mais pas pour réaliser un découplage actif large-bande.

De plus, aucune information sur l'efficacité de ce type de composants NF n'est pour l'instant disponible.

Il nous semble donc préférable de privilégier des techniques passives pour i) réduire la taille des antennes, ii) élargir leurs bandes de fonctionnement et iii) introduire un niveau d'isolation (SIC) entre antennes en IBFD.

3.2.2 Principe d'annulation de l'auto-interférence en champ proche

Cette technique passive présente des avantages significatifs (Tableau 3.2) par rapport à d'autres techniques concurrentes et en premier lieu, le niveau important d'isolation obtenu, la largeur de bande importante de par son principe même de fonctionnement et la possibilité d'émettre et de recevoir dans la même direction, ce qui est primordial pour les applications visées.

Cependant, elle nécessite deux baluns, quatre antennes et une précision importante de la phase et de la symétrie du système. L'expérience acquise au cours des différents projets précédents pourra donc être judicieusement mise à profit pour respecter les spécifications exigées dans les projets IBFD que nous pilotons.

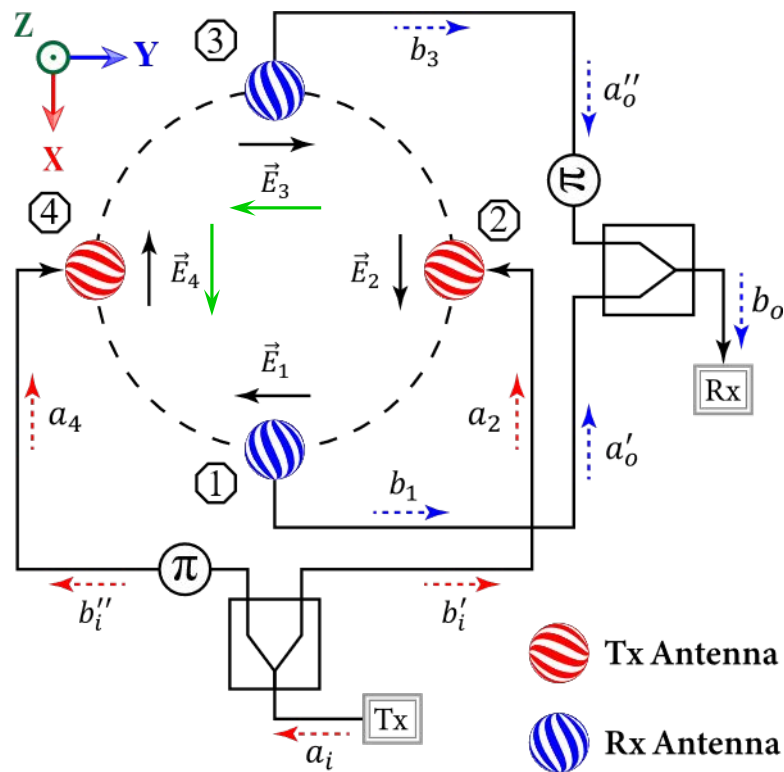


Fig. 3.11 : Principe de SI en champ proche indiquant le placement des antennes, les n° des ports, les directions des ondes de puissances a_i et b_i et les champs électrique avant (noir), puis après connexions (vert) aux baluns

Le principe d'annulation de la SI en champ proche et de recombinaison constructive en champ lointain est synthétisé au Tableau 3.3 et dans [105].

Annulation en champ proche	Recombinaison en champ lointain
Si les antennes d'émissions TX sont numérotées 2 et 4 et les antennes de réception RX 1 et 3, les ondes de puissance b_1 et b_3 sur l'antenne RX1 et RX3 sont définies par : $b_1 = S_{12}a_2 + S_{14}a_4$ $b_3 = S_{32}a_2 + S_{34}a_4$	Considérons d'abord que les antennes ne sont pas raccordées aux baluns mais à des diviseurs de puissance (PWD). Chaque antenne rayonne un champ électrique polarisé linéairement d'amplitude identique E_0 . Les antennes TX étant alimentées physiquement de manière opposée, tout comme les antennes RX,

<p>Les ondes a_2 et a_4 s'expriment en fonction des ondes b_1' et b_1'' et de l'onde a_i issue de TX :</p> $a_2 = b_1' = \frac{\sqrt{2}}{2} a_i \quad \text{et} \quad a_4 = b_1'' = \frac{\sqrt{2}}{2} a_i e^{j\pi}$ <p>Ce qui permet d'écrire les expressions de b_1 et b_3 en fonction de a_i :</p> $b_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} a_i (S_{12} + S_{14} e^{j\pi})$ $b_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} a_i (S_{32} + S_{34} e^{j\pi})$ <p>Ce qui permet d'exprimer la puissance de sortie P_o en fonction de la puissance du signal d'entrée P_i :</p> $P_o = b_o ^2 = b_1 + b_3 e^{j\pi} ^2$ $= \frac{1}{2} a_i ^2 S_{12} + S_{14} e^{j\pi} + S_{32} e^{j\pi} + S_{34} e^{j2\pi} $ $= \frac{1}{2} P_i S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34} $ <p>Si le système est parfaitement symétrique selon l'axe reliant les antennes 1-3 et aussi 2-4 alors :</p> $S_{12} = S_{14} \quad \text{et} \quad S_{32} = S_{34}$ <p>et si les baluns introduisent une opposition de phase parfaite et une amplitude identique entre leurs signaux de sortie alors :</p> $P_o = 0$ <p>ce qui correspond à <u>une isolation parfaite entre les antennes.</u></p>	<p>alors, comme indiqué à la Fig. 3.11 (<i>flèches noires</i>), ces champs s'expriment pour chaque antenne comme :</p> $\vec{E}_1 = E_0 e^{j\pi} \vec{y}, \quad \vec{E}_2 = E_0 \vec{x}$ $\vec{E}_3 = E_0 \vec{y} \quad \text{et} \quad \vec{E}_4 = E_0 e^{j\pi} \vec{x}$ <p>Maintenant, si ces antennes sont raccordées aux baluns (inversion de phase et même amplitude entre les sorties), les champs E_4 et E_3 se retrouvent en sens inverse (<i>flèches vertes</i>) :</p> $\vec{E}_{TX} = \vec{E}_2 + \vec{E}_4 e^{j\pi} = 2E_0 \vec{x}$ $\vec{E}_{RX} = \vec{E}_1 + \vec{E}_3 e^{j\pi} = 2E_0 e^{j\pi} \vec{y} = -2E_0 \vec{y}$ <p>Ces équations montrent que les champs électriques des antennes d'émission TX vont <u>se combiner constructivement en champ lointain, tout comme pour les antennes RX.</u></p>
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Nous avons mis en œuvre cette technique de SIC dans différentes configurations et pour différents projets et en premier lieu pour une liaison inter-nanosatellites qui nécessite un niveau de SIC important.

3.2.3 Système antennaire In-Band Full-Duplex pour applications ISL en Nanosat

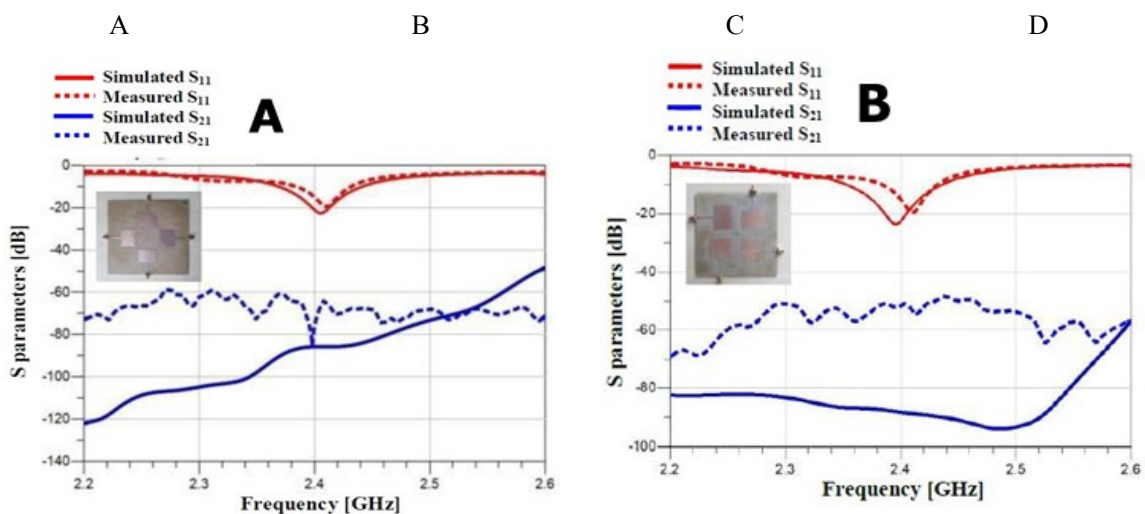
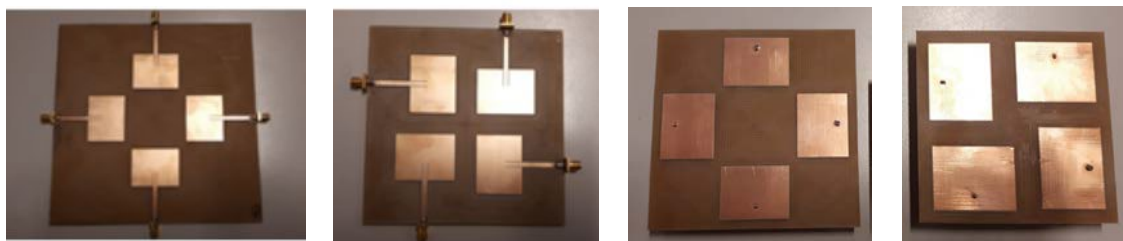
Lors de la thèse d'Allan Pen menée en collaboration avec le CNES et Syrlinks, l'objectif ciblait une étude de faisabilité d'une communication IBFD dans le cas d'une liaison ISL (InterSatellite Link) entre deux CubeSats de type 3U en se focalisant sur la partie antennaire.

Les spécifications sont résumées ci-dessous :

- Liaison ISL CubeSat en bande Ka (25,25-27,5 GHz) d'environ 10 km,
- Gain des antennes TX et RX supérieur ou égal à 20 dBi, adaptation inférieure à 15 dB sur 50 Ω ,

- Le système antennaire TX/RX ne doit pas dépasser une surface équivalente à 1U (environ 10 cm x 10 cm) et une épaisseur faible (de l'ordre du cm), et les matériaux et techniques utilisés doivent être compatibles avec les applications spatiales,
- Eviter le recours à un déploiement ou à un repliement des antennes post-lancement,
- Emission et réception selon le même axe avec des diagrammes de rayonnement TX et RX les plus proches possibles,
- Polarisation circulaire avec un taux d'ellipticité (Axial Ratio) meilleur que 3 dB, RX et TX utilisant la même polarisation,
- Test pour une rapidité de modulation minimale de 500 kbauds, modulation de type PSK2-4-8,
- En mode Full-Duplex, niveau de SIC antennaire minimum d'environ 50-60 dB sur l'ensemble de la bande :
 - Ce niveau de SIC de 60 dB provient du calcul d'un bilan de liaison pour une distance ISL de 10 km qui tient compte d'un rapport porteuse sur interférence $C/I > -50$ dB (a minima) en entrée de la partie numérique, ce qui est le minimum requis pour les équipements embarqués actuels,
 - Cette valeur de 60 dB de SIC conduit d'ailleurs à un C/I de $-40,7$ dB en réception ce qui permet de conserver une marge significative par rapport à -50 dB et qui sera à même de faciliter l'obtention des 60 dB de SIC restant en digital pour tendre vers un total de 120-130 dB de SIC.

Quatre premiers démonstrateurs simples en polarisation linéaire croisée ont été réalisés en technologie microruban en bande ISL (2.4 GHz) pour valider et tester la sensibilité de cette approche au positionnement des quatre antennes patches et aux méthodes d'alimentations (vias ou lignes microruban).



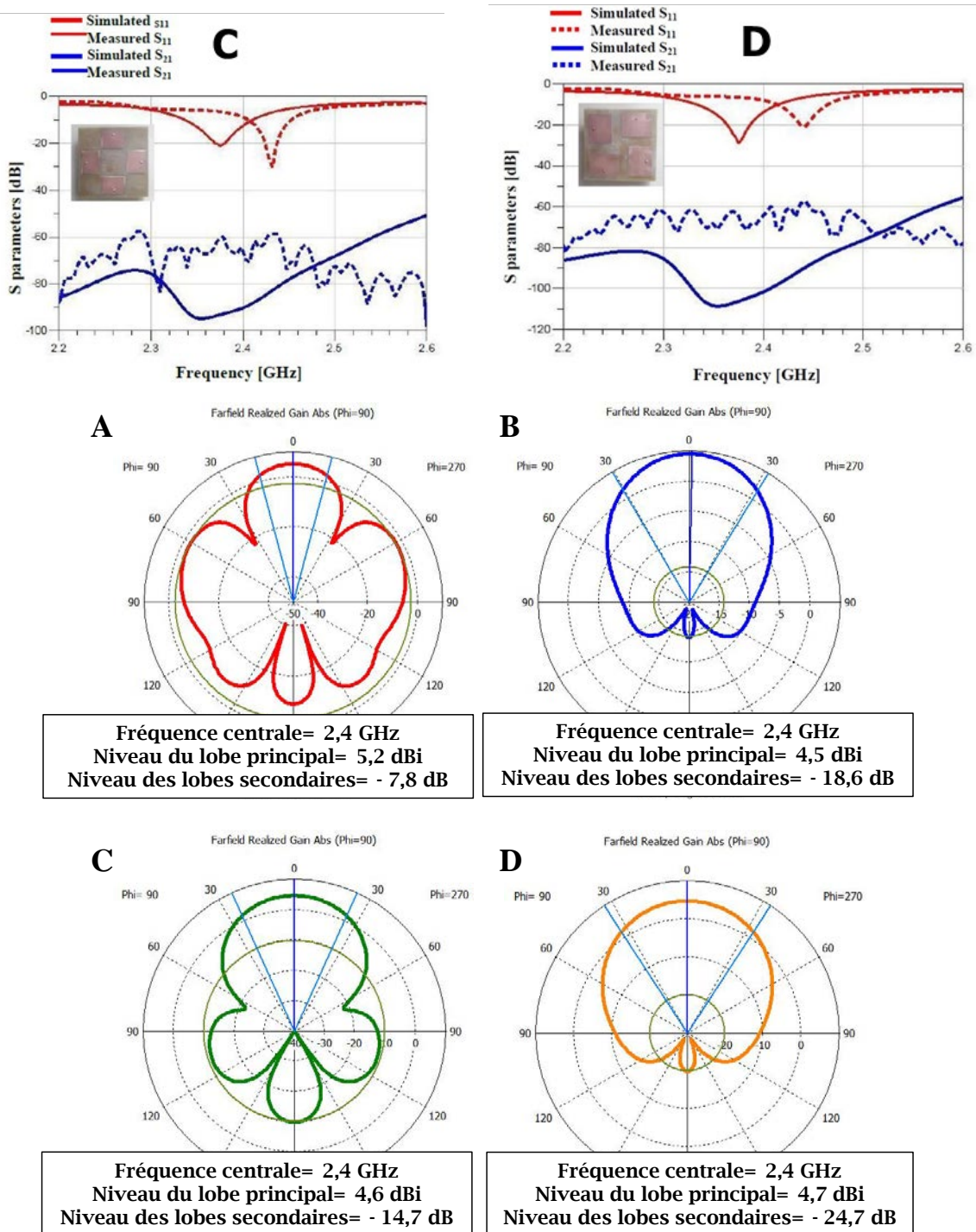


Fig. 3.12 : Comparaison des 4 prototypes d'antennes IBFD à annulation en champ proche : photos, mesures et simulations et diagrammes de rayonnement simulés

Les simulations et les mesures intègrent deux baluns comportant un simple inverseur $\lambda/2$ dans une des branches de sortie. En simulation la SIC à 2,4 GHz est supérieure à 90 dB pour les 4 configurations et en mesure supérieure à 55 dB (respectivement 64 dB pour A et 55 dB pour C).

L'utilisation de via ou de lignes d'accès microruban change peu les performances. Par contre, le placement des antennes en diagonale permet un gain significatif en surface (division par 4 de la surface entre A et D) et surtout le rapprochement des antennes permet de réduire les lobes de réseau présents dans les cas A et C. Ces démonstrateurs simples et surtout basses fréquences nous ont permis de faire de premiers tests de systèmes complets associant SIC antennaire et SIC digitale par filtrage adaptatif. Une collaboration avec l'équipe SI3 du Lab-STICC a ainsi été initiée pour mettre en œuvre en simulation et expérimentalement une liaison IBFD complète (BPSK, $f_p \approx 2,4$ GHz, 500 kbit/s, Filtrage Nyquist $\alpha=0,35$).

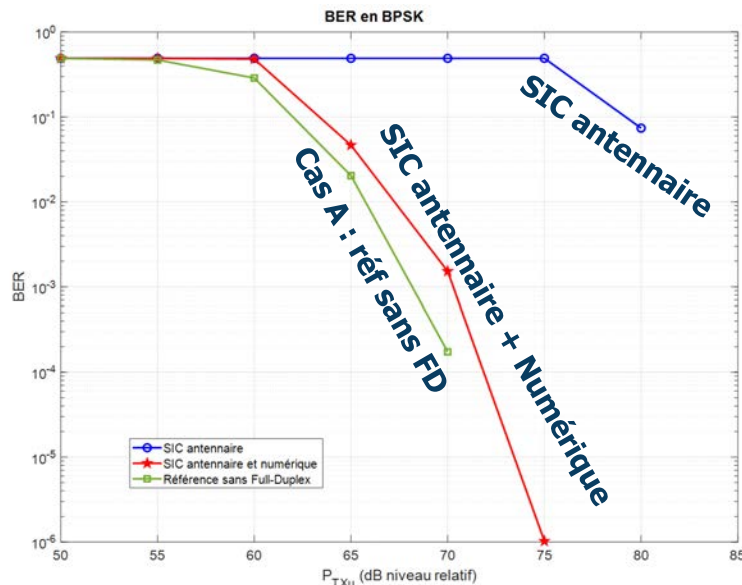


Fig. 3.13 : Taux d'erreur binaire mesuré pour SIC antennaire de l'auto-interférence, puis pour SIC antennaire + SIC numérique (filtrage adaptatif)

De ces mesures, nous avons pu en déduire les informations suivantes :

- L'efficacité de l'algorithme de SIC numérique est fortement dépendante du niveau de SIC antennaire obtenu en amont, donc ici du niveau du signal interférent par rapport au signal utile à l'entrée du convertisseur,
- Le TEB (BER) en sortir des systèmes SIC antennaire et digitaux tend vers celui d'un système sans Full-Duplex :
 - o Le niveau total de SIC estimé à partir de la mesure de TEB atteint les 90-95 dB, mais une marge de progression reste encore possible car le plancher de bruit des équipements de mesure était élevé lors de nos tests (-39 dBm).

D'autres démonstrateurs plus évolués ont été réalisés à 20 et 26 GHz pour valider étape par étape la progression de ces démonstrateurs simple vers un respect des spécifications du cahier de charges, i.e. : SIC >50-60 dB pour la bande 25,25-27,5 GHz, 20 dBi de gain, émission-réception dans la même direction, bonne qualité de polarisation circulaire et taille < 100 x 100 mm².

Le prototype final [106] est un réseau de 8 x 8 antennes patches (Fig. 3.14), soit 64 antennes présentant les caractéristiques et la structuration suivante :

- **Gain** : parmi les 64 antennes, 32 servent pour la partie TX et 32 autres pour RX ce qui permet d'atteindre le gain de 20 dBi sachant que l'antenne individuelle présente un gain de 6,7 dBi à 26 GHz,

- **Dimensions** : La largeur de chaque patch est de 3.7 mm et avec un espacement de centre à centre de 7.7 mm, pour une dimension totale de 62 x 62 mm² sur un substrat RT5880 ($\epsilon_r=2,2$ et pour chaque substrat $h=0.254$ mm (Fig. 3.14.a)),
- **Polarisation** : Le réseau est structuré en 4 sous-réseaux (niveau R₁) de taille 4 x 4, eux-mêmes organisés en 4 sous-réseaux 2 x 2 (niveau R₀) :
 - Le sous-réseau R₀ (Fig. 3.14.b) est constitué de 4 antennes patches à coins tronqués pour générer un premier niveau de polarisation circulaire sur chaque patch, ces patches sont eux-mêmes placés séquentiellement à 90 ° les uns par rapport aux autres et alimentés par un PWD séquentiel (Fig. 3.14.c) qui délivre un déphasage en quadrature en 2 antennes consécutives. Ces étapes participent à améliorer fortement la qualité de la polarisation,
 - La même technique, i.e. rotation séquentielle des sous-réseaux R₀ et alimentation séquentielle en quadrature par un PWD est mise en œuvre au niveau R₁ pour permettre une mise en réseau tout en maintenant une excellente qualité de polarisation,
- **IBFD SIC** : La rotation séquentielle à chaque niveau permet non seulement d'améliorer la qualité de la polarisation mais aussi de permettre une symétrie quasi-totale de la structure de TX vue de RX et inversement ; cette propriété étant indispensable pour mettre en œuvre une SIC par annulation en champ proche. En effet, Les parties RX et TX (niveau R₁) sont placées de manière opposée 2 à 2 avec une alimentation en opposition de phase avec deux baluns placés sur la couche métallique inférieure de l'empilement des deux substrats.

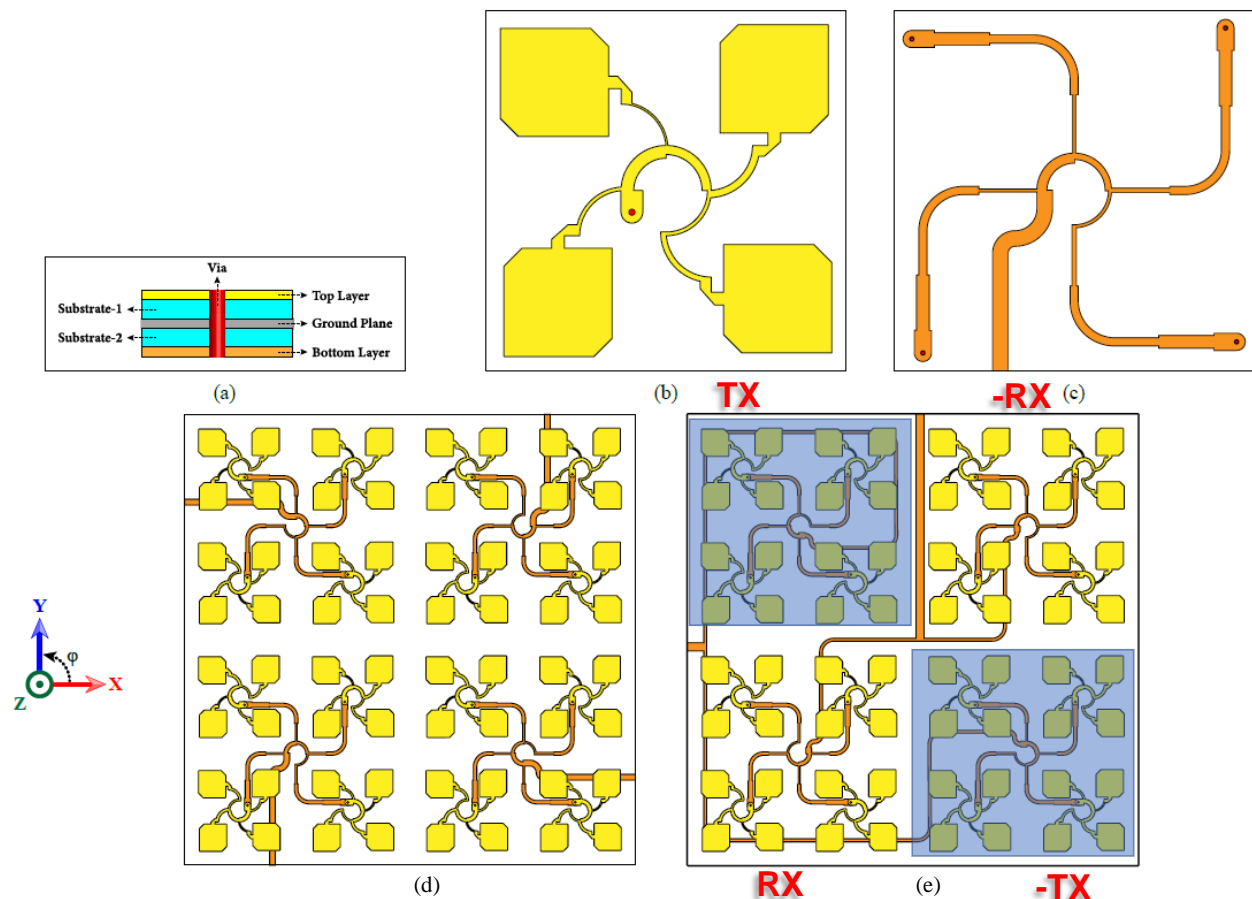


Fig. 3.14 : Réseau IBFD en bande Ka : (a) vue en coup des empilements de substrat, (b) sous-réseau au niveau R₀ et (c) son réseau d'alimentation séquentiel en quadrature, (d) **configuration 1** avec baluns externes et (e) **configurations 2** avec baluns intégrés sur le plan métallique inférieur

Sur la base de la configuration n°1, deux possibilités ont été testées en simulations sous CST, en utilisant respectivement des baluns externes idéaux (n°1-A) et des baluns commerciaux externes (n°1-B) de chez *Marki Microwaves* [107] et les résultats ont été comparés à la configuration n°2 avec les baluns intégrés.

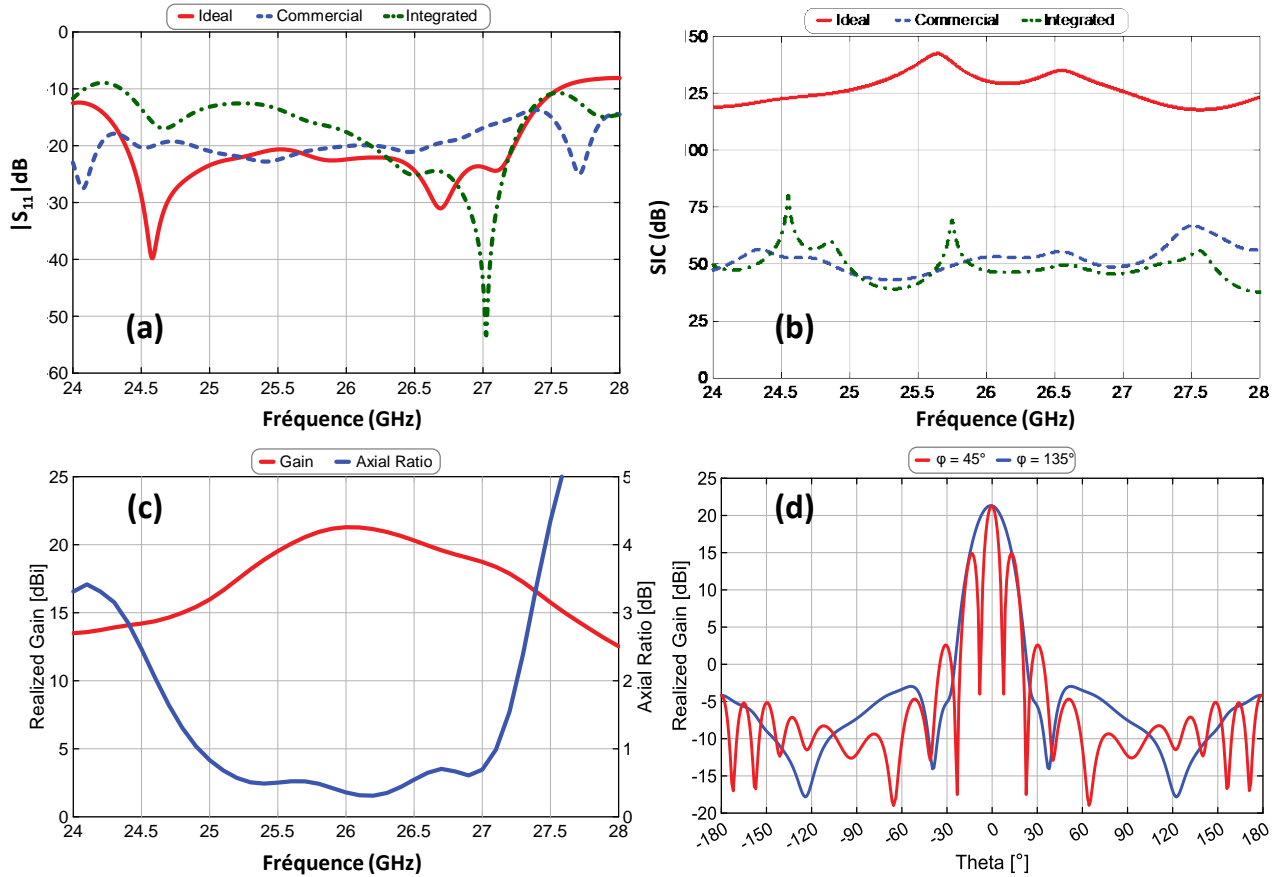


Fig. 3.15 : (a) Paramètre $|S_{11}|$ dB, (b) SIC, (c) gain effectif et taux d'ellipticité et (d) diagrammes de rayonnement selon les axes pour les 3 configurations $\phi = 45^\circ$ and $\phi = 135^\circ$.

L'adaptation est bonne pour les 3 configurations qui satisfont la bande 25,25-27,5 GHz (standard SFCG 15-2R4) et le taux d'ellipticité est excellent. Les autres caractéristiques sont synthétisées au Tableau 3.4.

Baluns	SIC (dB)	Gain effectif (dBi) moyen	AR (taux d'ellipticité) (dB)	Lobes secondaires (dB)
• n° 1-A : Idéaux externes	130	21,3	< 1 dB de 25 à 27 GHz	≈ -6 dB
• n° 1-B : Commerciaux externes	50	20,7		
• n° 2 : Intégrés	47,3	20,6 15dBi de 25 à 27 GHz 20 dBi de 25,75 à 26,5 GHz		

Tableau 3.4 : Synthèse des performances des 3 configurations de réseau IBFD en bande Ka

L'écart de niveau de SIC entre la configuration avec baluns idéaux et celles comportant des baluns non-idéaux est importante et montre l'influence d'un éventuel déséquilibre de phase et d'amplitude en sortie des baluns ($\pm 4^\circ$ et ± 0.7 dB pour le balun MARKI). Les autres caractéristiques étant au final assez peu impactées (Tableau 3.4).

Les spécifications du cahier des charges sont quasiment atteintes, cependant deux caractéristiques importantes restent à améliorer :

- Seulement la moitié des antennes servent à l'émission et l'autre moitié à la réception, une diminution de 3 dB sur le gain effectif est donc systématiquement observée par rapport à une antenne classique non FD utilisant tous les éléments rayonnants pour TX et pour RX,
- Le point bloquant majeur concerne le niveau des lobes secondaires qui est trop important. La symétrie nécessaire à l'obtention du premier niveau de SIC par annulation en champ proche impose un placement en diagonale (ou pire en face à face) des 2 sous-réseaux TX (niveau R1) ce qui n'est pas géométriquement compatible avec un placement à environ $\lambda_0/2$ de ces 2 sous réseaux requis pour minimiser les lobes de réseau.

Synthèse sur cette étude :

Les résultats obtenus ici sont perfectibles mais particulièrement intéressants car ce projet portait initialement sur une étude de faisabilité de liaison IBFD en bande Ka entre deux nano-satellites dans un scénario de constellation LEO à forte densité où les satellites sont distants d'au maximum 10km.

Il a été montré que la partie antennaire IBFD pouvait apporter 50 à 60 dB de SIC en bande Ka tout en étant compatible avec une implémentation sur petite plateforme et pour un fort gain. Un complément numérique de 50 à 60 dB y a été associé dans une configuration complète assez basique pour l'instant pour atteindre 90-100 dB de SIC. Les 130 dB de SIC pourront donc être atteints en complétant ces 2 niveaux par un étage supplémentaire de SIC analogique en bande de base (que nous espérons pouvoir éviter dans ce contexte), vraisemblablement faible bande et qui nécessiterait de nombreux réglages.

3.2.4 Système antennaire pour liaison In-Band Full-Duplex en Ultra-Large-Bande

Comme évoqué à l'introduction de ce chapitre l'IBFD a été envisagé comme une des voies d'amélioration du débit lors de la définition de la 5G, mais finalement la technique n'étant pas encore mature, elle n'a pas été retenue.

Des résultats récents et prometteurs, mais faible bande, ont relancé l'intérêt de l'IFDB pour les futures évolutions de la 5G (3GPP releases 16-17 [108]) en ciblant notamment l'extension du réseau 5G par le déploiement de nouveaux points de transmission (IAB : Integrated Access Backhaul) connectés par liaison radio en ondes millimétriques (mmW) avec la station principale (backhaul optique) pour en faciliter le déploiement sans les travaux coûteux associés au déploiement de liaison par fibre optique. L'IBFD s'avère prometteur dans ce cas, car permettant en théorie un doublement de l'efficacité spectrale par rapport aux techniques usuelles (FDMA, TDMA, ...). D'autres avantages sont inhérents au IBFD : introduction d'un 1^{er} niveau de sécurité sur la couche physique, utilisation pour des relais radios, réduction des temps de latence, radars « continus », radio cognitive, ...

Ce projet UWB IBFD, initié lors de la thèse d'Hadi Hijazi [52] s'inscrit ainsi dans un contexte d'extension de réseau par une liaison radio IBFD à très haut débit entre 2 stations distantes, en ciblant dans un premier temps uniquement la partie antennaire, avec comme spécifications : un niveau de SIC visé de 50-60dB, une directivité importante de l'antenne (fort gain), une émission/réception dans la même direction, une double polarisation linéaire et une largeur de bande importante pour un système multistandards et/ou présentant un débit très important nécessitant une largeur de bande conséquente.

Toutes les configurations développées reposent sur la technique d'annulation de la SI en champ proche (Fig. 3.11) qui est, a priori, la seule permettant d'obtenir une SIC significative sur de très larges bandes.

Nous avons tout d'abord cherché à atteindre la largeur de bande la plus importante possible en IBFD pour une configuration en PCB classique

Système UWB IBFD en PCB

Le 1^{er} système étudié se base sur 4 antennes Vivaldi placées tangentiellement sur le périmètre d'un cercle et tournées séquentiellement de 90° entre elles pour créer les 2 axes de symétries (selon TX et RX) requis par cette technique (Fig. 3.11.a et Fig. 3.16.a). Les antennes Vivaldi sont excitées 2 à 2 de manière opposée par des transitions microruban-fente mises au point pour nos baluns et PWD Ultra-Large-Bande et les antennes RX et TX sont connectées à ces baluns par des câbles coaxiaux courts et appairés en phase et en amplitude. Cette structuration sous forme de « boîte » n'est pas la seule configuration possible, une architecture en croix a également été testée en simulation mais s'avère bien plus complexe à réaliser physiquement.

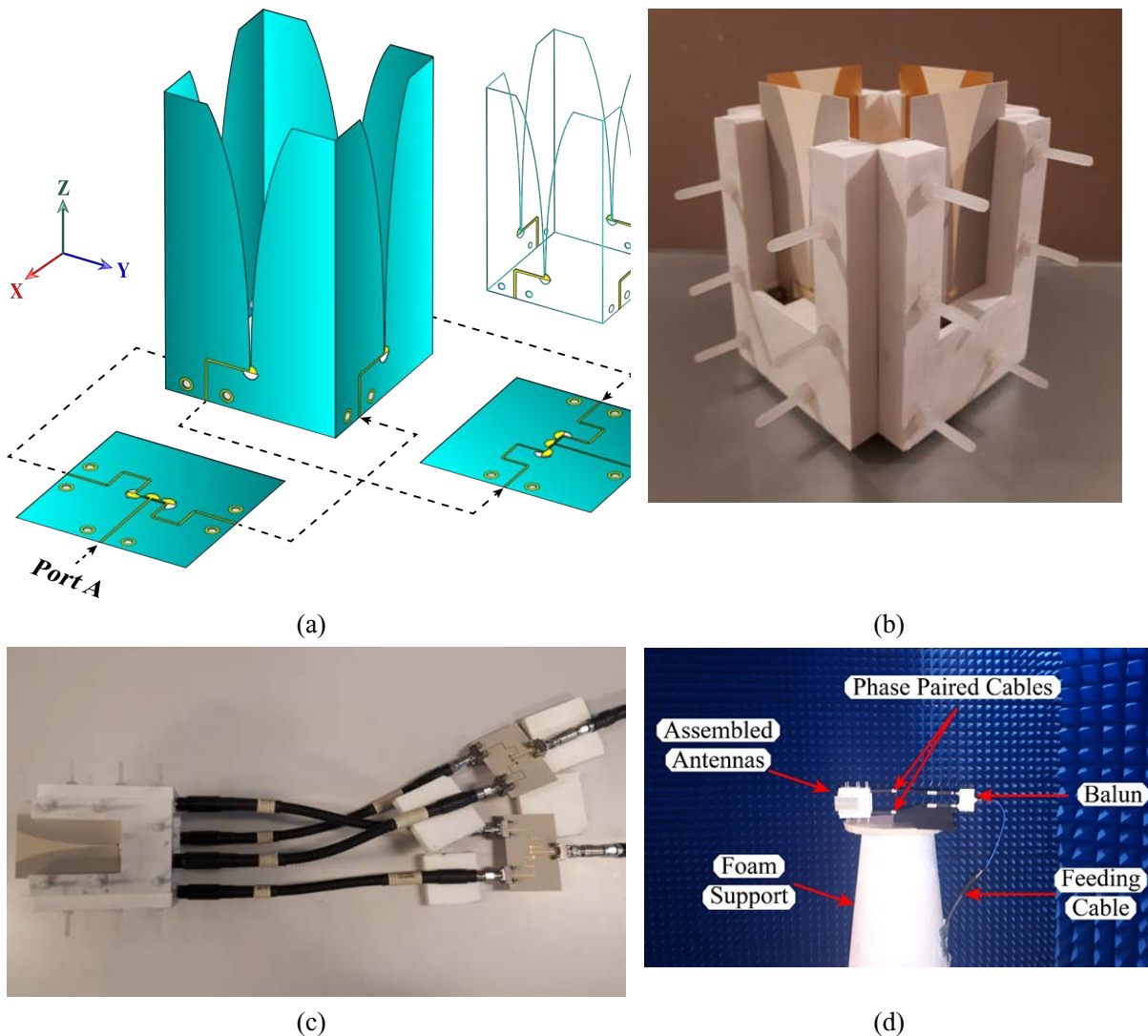


Fig. 3.16 : (a) Vue 3D du système IBFD ULB constitué de 4 antennes Vivaldi et de 2 baluns avec vue en transparence de la structure indiquant la position et le sens des lignes d'alimentation microruban, (b) Photo de la partie antenne avec son support de maintien en impression 3D, (c) Système complet avec câbles et baluns et (d) positionnement dans la chambre anéchoïque (Ensta-B)

Un support de maintien en 4 blocs assemblés (en PVC) entre eux par vis en téflon (Fig. 3.16.b) a dû être réalisé pour maintenir les PCB dans une position rigide et parfaitement symétrique car tous les PCB ont été réalisés en RO4003C d'épaisseur 203 μm et avait tendance à se déformer (voire à se briser) et à ne pas supporter le poids des connecteurs et des câbles. Les connecteurs K (Southwest) étant physiquement maintenus par l'assemblage des pièces imprimées 3D. Cette épaisseur de substrat a été choisie pour favoriser une largeur de bande maximale qui dépend notamment de la faible épaisseur du substrat pour la transition ligne-fente.

Les performances simulées et mesurées sont comparées à la Fig. 3.17, synthétisées et comparées à l'état de l'art au Tableau 3.5.

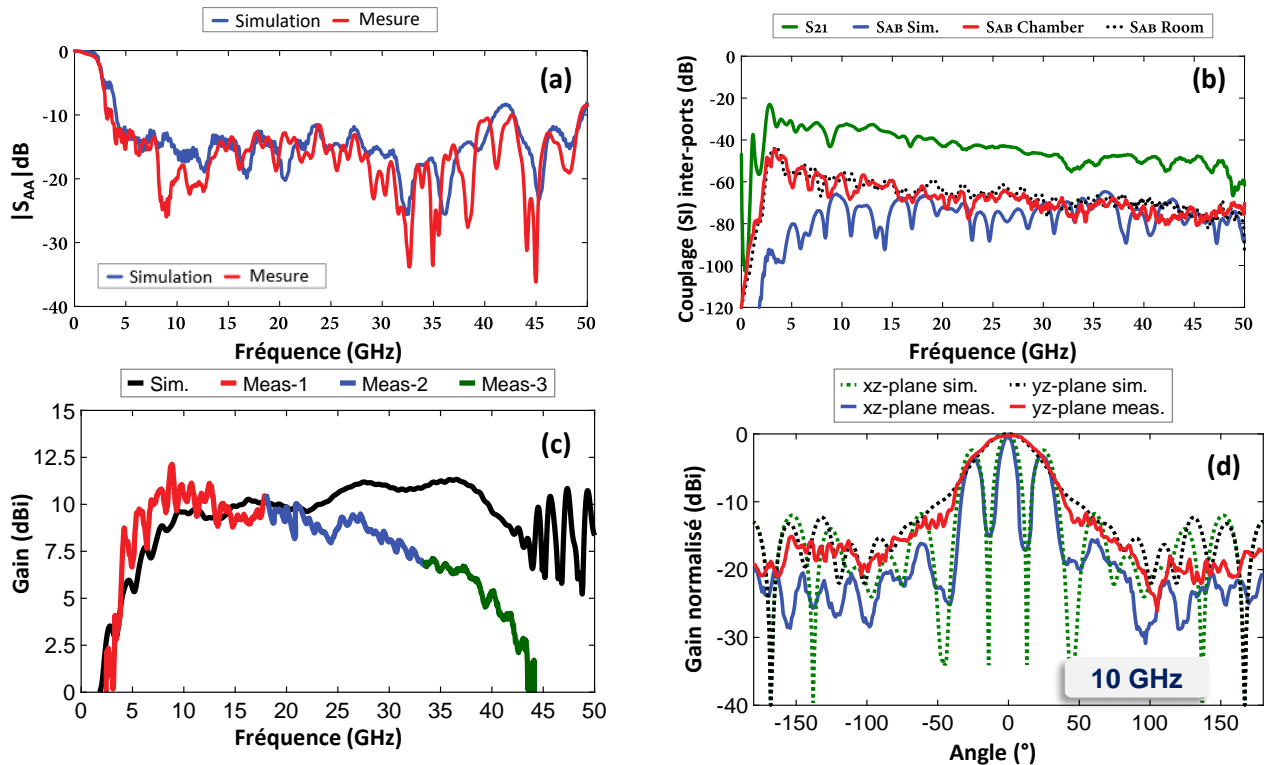


Fig. 3.17 : (a) adaptation aux accès (ports A et B), (b) couplage inter-ports (SI), (c) gain effectif du système complet Paramètre $|S_{ii}|/\text{dB}$, (b) SIC, (c) gain effectif et (d) diagramme de rayonnement du système à 10GHz

En mesure, le système est adapté à ses accès A et B de 3,5 à 49,35 GHz, ce qui est légèrement plus large qu'en simulation, vraisemblablement en raison de pertes supérieures à nos simulations en hautes fréquences pour les baluns (§2.2.3) et pour la partie antenne.

La SIC (valeur opposée au couplage inter-ports) est améliorée d'environ 20 dB grâce à l'utilisation de baluns (annulation en champ proche) par rapport à S_{21} qui représente ici l'isolation due à la cross-polarisation seule. En mesure dans la chambre anéchoïque, évidemment, les imperfections des baluns et des câbles dégradent le niveau de SIC par rapport à la simulation, mais celle-ci est tout de même d'environ 50 dB à 4 GHz et 70 dB à 40 GHz.

On peut également noter que les mesures en environnement indoor (Room) sont très proches des mesures en chambre anéchoïque (Chamber), ce qui montre que le système est assez peu sensible aux couplages issus des réflexions dues à l'environnement proche.

L'analyse du gain confirme une dégradation de la mesure par rapport à la simulation au-delà de 25 GHz, ce qui confirme des pertes plus importantes qu'attendues à partir de cette fréquence dues aux baluns (§2.2.3), mais aussi aux câbles dont les pertes n'ont pas été prises en compte en simulation. Le gain mesuré est en moyenne de $7,8 \pm 2,6$ dBi dans la bande 4-40 GHz.

Un seul diagramme de rayonnement est décrit ici mais l'ensemble des résultats est en accord avec les simulations et confirme le même problème de lobes latéraux qu'évoqués précédemment (§3.2.3) dû à la distance inter-antennes trop importante (phénomènes s'accroissant avec la fréquence) imposé par l'architecture symétrique TX/RX du système IBFD par annulation en champ proche.

Pour pouvoir comparer nos résultats à l'état de l'art (Tableau 3.5), nous avons développé un critère de comparaison dédié aux systèmes IBFD large-bande :

$$FoM_{WFD} = \log_{10} \left(\frac{SIC \times Gain \times FBW}{R/\lambda_c} \right) \quad \text{avec} \quad FBW = \frac{f_u - f_l}{f_c} \quad \text{et} \quad R = \frac{1}{2} \sqrt{l^2 + w^2 + h^2}$$

Où SIC et gain sont les valeurs moyennes et R représente le rayon de la sphère incluant le système full-duplex, ce qui permet de comparer entre eux des systèmes 3D et planaire.

Références	Plage de fréquence (GHz)	Bande relative	SIC (dB)	Gain (dBi)	$l \times w \times h$ (cm × cm × cm)	R (cm)	FoM _{WFD}
[109]	4 – 8	0.67	45	25	40 × 40 × 25.3	30.984	4.531
[110]	0.5 – 2	1.2	45	5	20 × 20 × 12.5	15.462	4.77
[111]	0.8 – 1.7	0.72	40	4	60 × 60 × 30	45	3.784
[112]	6 – 19	1.04	60	12	38 × 13 × 19	22.215	4.651
Ce travail	4 – 40	1.64	64	7.8	8 × 8 × 9.4	7.55	5.072

Tableau 3.5 : Comparaison des systèmes IBFD large-bande

Le tableau montre clairement que notre proposition atteint les meilleures caractéristiques exceptées pour le gain mais cette valeur de gain est à relativiser vis-à-vis des dimensions réduites du système.

Deux points majeurs sont néanmoins à améliorer :

- Ce système en PCB est fragile a nécessité la fabrication en impression 3D d'un support de maintien et de rigidification, ce qui n'est pas compatible avec une mise en application effective,
- Comme pour le système planaire en bande Ka qui utilise la même technique, le niveau des lobes de réseaux est trop important et leur nombre et niveaux s'accroissent aux fréquences élevées.

Système UWB IBFD en impression 3D métallisée

Pour résoudre, dans un premier temps, le problème de fragilité et pour tester les techniques de fabrication en impression 3D métallisée, nous avons retravaillé le design initial [113]-[114] avec notamment une nouvelle transition coaxiale-fente (Fig. 3.18.a), un stub fente circulaire pour l'adaptation large-bande (Fig. 3.18.b) et décalé la bande de fréquences vers le bas à 2-20 GHz pour éviter d'éventuels soucis de fabrication de fentes trop fines.

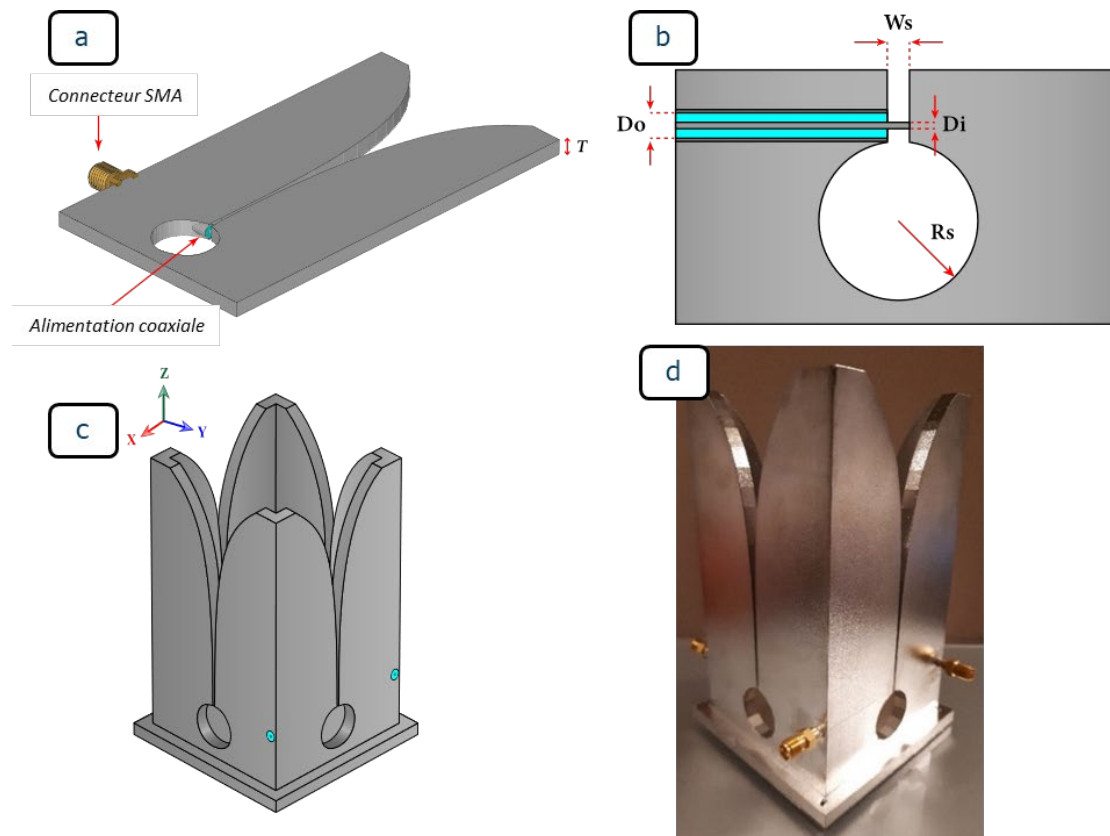


Fig. 3.18 : (a) antenne Vivaldi, (b) vue de profil de l'alimentation de l'antenne par transition coaxiale-fente, (c) vue 3D du système (hors baluns) et (d) photos de l'antenne en impression 3D métallisée

Pour ce type de fentes épaisses (Fig. 3.18.a), nous avons développé des abaques spécifiques reliant l'impédance de la ligne fente à l'épaisseur du métal T et à la largeur de la fente W_s pour pouvoir vérifier la faisabilité technologique et choisir les dimensions en conséquence.

Des baluns spécifiques et externes à la partie impression 3D ont été fabriqués en RO4003C en suivant la même procédure qu'en §2.2.3 mais pour la bande 2-20 GHz.

Les mesures (Fig. 3.19) qui incluent les baluns et les câbles appairés sont en assez bon accord avec les simulations :

- Adaptation meilleure que 10 dB de 5 à 28,5GHz,
- SIC ≥ 50 dB à partir de 5 GHz et atteignant les 80 dB au-delà de 25 GHz,
- Gain effectif $\geq 7,5$ dBi à partir de 5 GHz et gain moyen de 9,8 dBi qui décroît à partir de 18 GHz,
- Diagramme de rayonnement présentant à nouveau des lobes de réseau et de manière assez surprenante un lobe arrière plus important qu'en simulation.

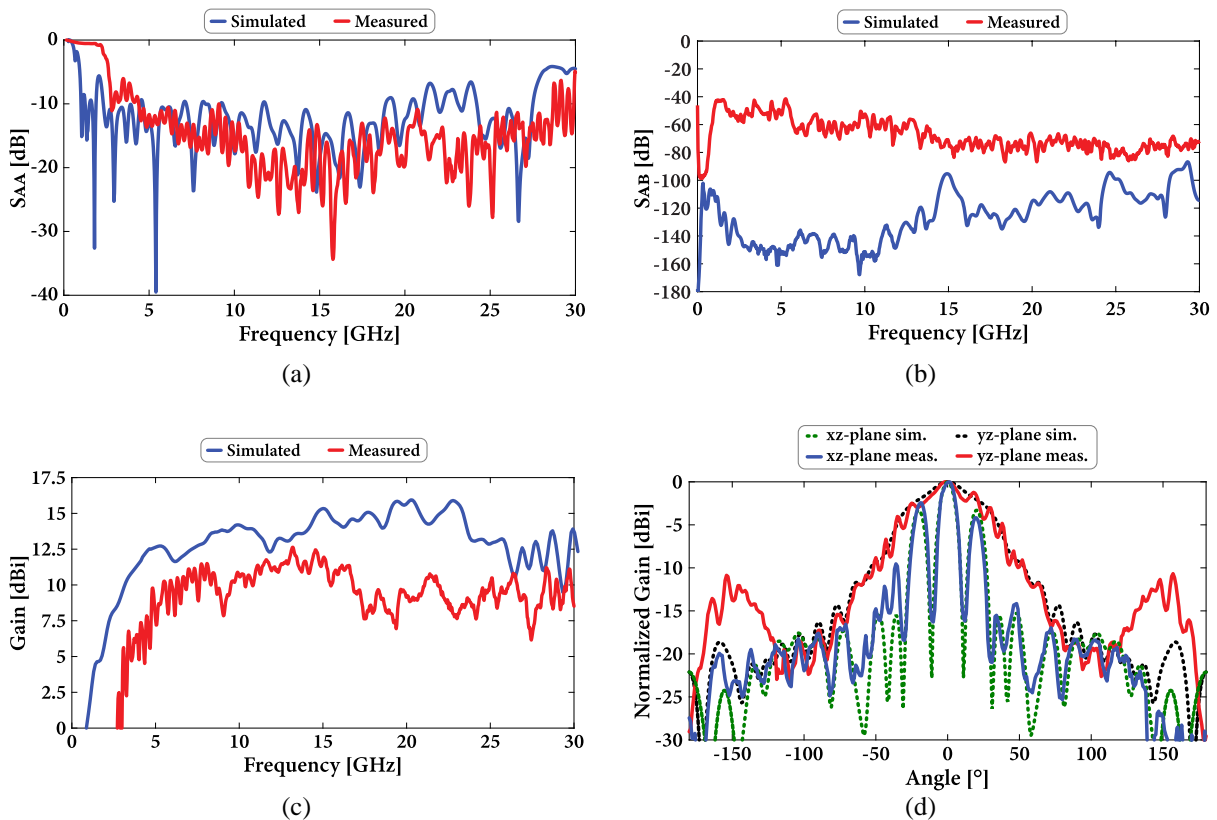


Fig. 3.19 : (a) adaptation du système complet, (b) couplage inter-ports (SI), (c) gain effectif, (d) diagramme de rayonnement à 10 GHz

Comme le montre la photo de (Fig. 3.18.d), la variation continue des fentes a été légèrement discrétisée et de plus, la température requise par la métallisation liquide a légèrement déformé les panneaux latéraux de l'antenne et provoqué un léger désalignement de ceux-ci ; ce qui peut notamment expliquer l'écart en basses fréquences entre simulation et mesure.

Dans un 2nd temps, nous avons cherché à réduire le niveau des lobes de réseau en rapprochant tout particulièrement la partie basse des antennes Vivaldi qui correspondent aux fentes les plus étroites et qui sont donc associés au rayonnement en hautes fréquences pour lesquelles ces lobes secondaires sont plus importants. Une illustration est fournie à la Fig. 3.20.a pour la structure en PCB modifiée mais cette structure s'avérerait à nouveau fragile et difficile à réaliser. De même en PCB, il est impossible d'introduire une variation exponentielle de l'écart entre antennes TX et entre antennes RX. Nous avons modifié la structure en impression 3D (Fig. 3.20.b) pour créer une variation exponentielle de la distance entre les antennes TX et aussi RX, mais en configurant l'antenne de manière à ce qu'elle puisse être réalisée soit en impression 3D métallisée soit directement en métal (alu) par une fraiseuse CNC 6 axes.

Les simulations du système composé des antennes LFA (Lily-Flower Antenna de la Fig. 3.20.b) [115], dénommé Système II, montrent que ce nouveau système complet (partie antennaire avec des conducteurs parfaits sous CST associée aux simulations des baluns UWB 2-20 GHz) est adapté de 2 à 20 GHz pour une SIC supérieure à 65 dB sur toute la bande (100 dB en moyenne) et présente une très nette amélioration du

niveau des lobes secondaires de 9,5, 8,7 et 7,4 dB à 10, 15 et 20 GHz respectivement par rapport au système I de la Fig. 3.18.c.

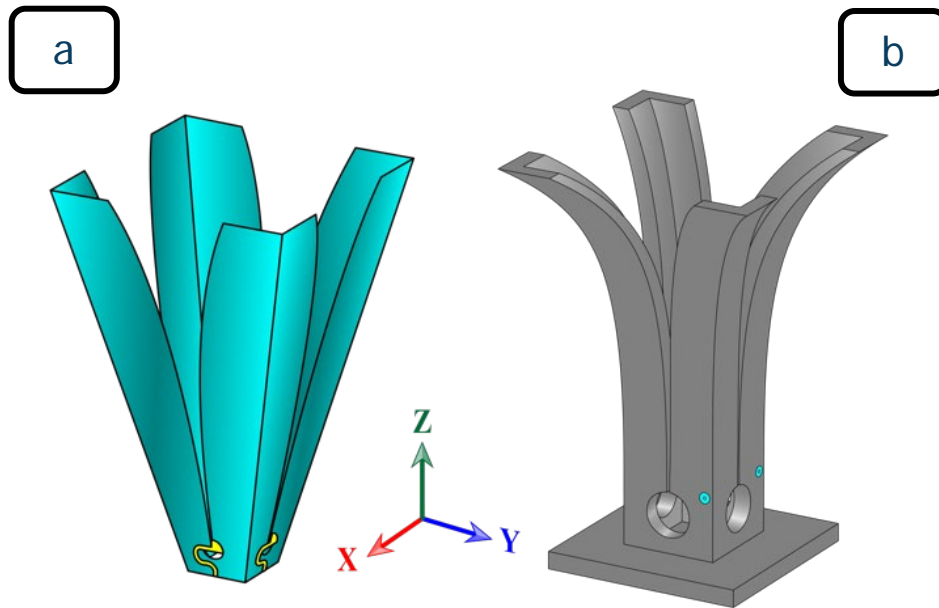
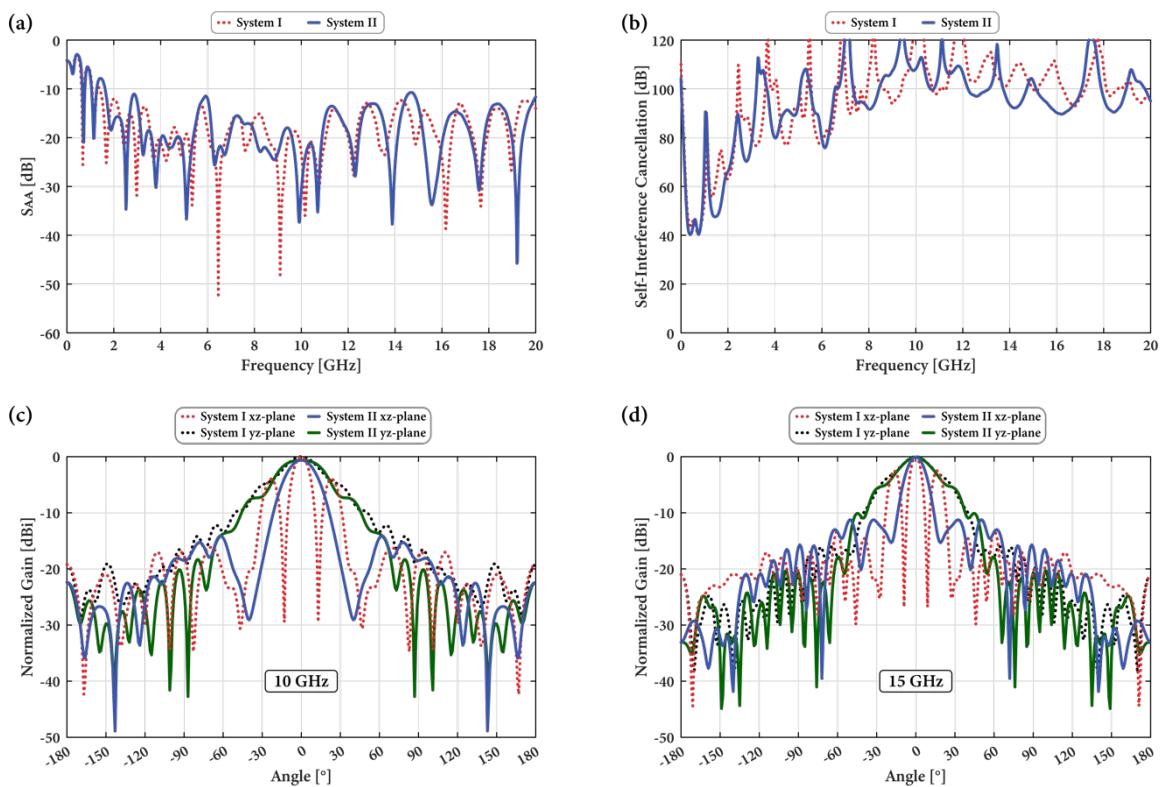


Fig. 3.20 : (a) Système modifié d'antennes Vivaldi PCB, (b) Système d'antennes Vivaldi 3D modifié (Système II ou Système LFA : Lily-Flower Antenna LFA)



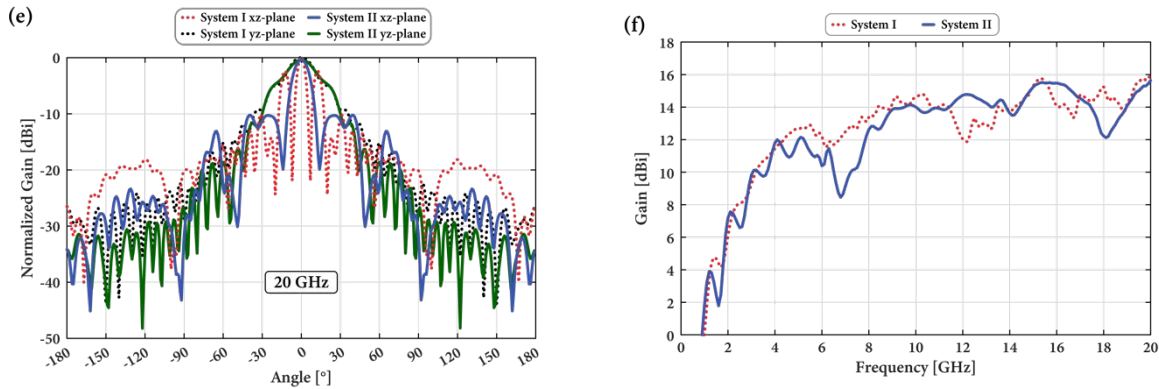


Fig. 3.21 : Comparaison des systèmes I (Fig. 3.18.c) et II (Fig. 3.20.b) en simulation : (a) adaptation, (b) SIC, (c), (d) et (e) diagrammes de rayonnement à 10, 15 and 20 GHz respectivement et (f) gain du système

Cependant, un creux dans le gain est observé vers 7 GHz et de nouvelles simulations sont en cours pour en identifier la source et proposer une version corrigée optimale en vue de sa réalisation.

Système UWB IBFD à double polarisation

Il est important de rappeler que les systèmes UWB IBFD étudiés précédemment dans cette section présentent des polarisations linéaires croisées des parties TX et RX, ce qui nécessite une rotation de 90° des antennes en vis-à-vis pour assurer une liaison IBFD correcte.

Selon l'application visée, il peut être nécessaire de recevoir et d'émettre simultanément selon les deux polarisations.

Nous avons donc imaginé une architecture réseau [116]-[117] constituée de 4 antennes à double polarisation linéaire alimentées à nouveau spécifiquement pour créer une structuration symétrique nécessaire à l'obtention d'un fort niveau d'isolation (SIC) en champ proche entre les parties émission et réception.

Le réseau est constitué de 4 antennes Vivaldi à double polarisation linéaire (figures 2-a et b) placées séquentiellement à 90° les unes par rapport aux autres pour conserver la symétrie et l'alimentation opposée nécessaire à l'annulation en champ proche. L'alimentation en opposition de phase est obtenue par l'intermédiaire de deux baluns 180° de 1 vers 4 (conçus spécifiquement pour cet exemple) qui permettent une répartition du signal en 4 voies d'amplitude identique et deux de leurs sorties présentent un signal en opposition de phase relativement aux deux autres.

Deux autres innovations ont également été développées pour cette application : 2 baluns de 1 vers 4 pour alimenter les parties RX et TX (Fig. 3.22.c) et une nouvelle méthode d'alimentation identique et symétrique pour les deux polarisations (Fig. 3.22.e et f).

L'alimentation classique d'antenne Vivaldi à double polarisation (Fig. 3.22.d) impose de positionner les transitions coaxiale-fente de manière orthogonale l'une au-dessus de l'autre, ce qui a pour conséquence de dissymétriser la structure et donc de présenter une adaptation différente pour les ports 1 et 2 et des diagrammes de rayonnement différents selon les polarisations. La structuration proposée (Fig. 3.22.e et f) permet de créer la symétrie recherchée en déplaçant les transitions coaxiale-fente du centre vers l'extérieur de la structure à l'aide d'un coude, tout en autorisant l'obtention d'une adaptation d'un bon niveau et identique des 2 transitions coax-fente de 3 à 20 GHz et un gain variant de 5 dBi à 12 dBi sur cette même bande. Le niveau de couplage entre les 2 polarisations croisées (cross-polarization) s'avère assez élevé (-15dB en moyenne sur la

bande) mais sans conséquence car le système (figure 2) est structuré de manière à transmettre le même signal (TX ou RX) sur chaque polarisation.

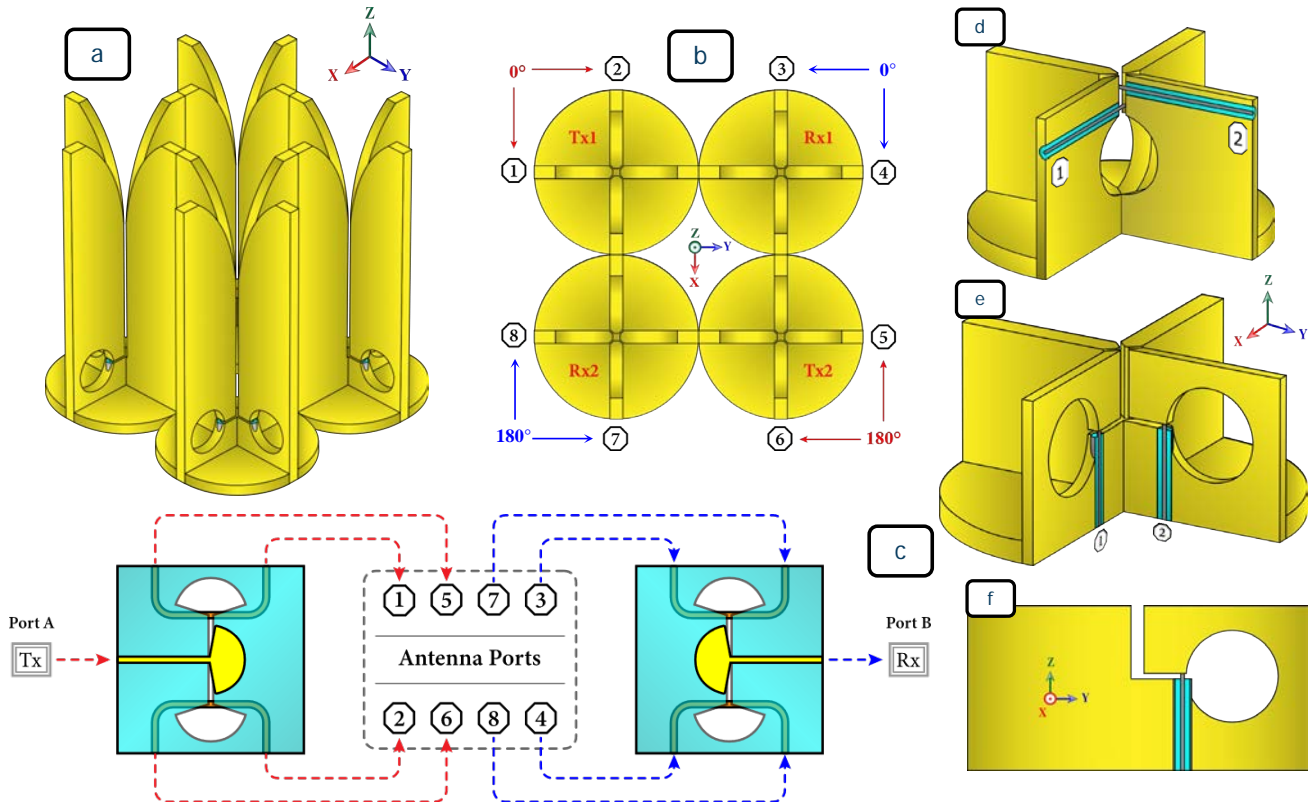


Fig. 3.22 : Vue 3D (a), du dessus (b) du réseau d'antennes, réseau d'alimentation (c) à partir des baluns 1→4, (d) méthode classique d'alimentation en double polarisation, (e) et (f) vue 3D et de profil de la nouvelle alimentation symétrique

Les performances du système complet sont évaluées en considérant deux configurations différentes : i) avec les baluns décrits au §2.2.3 et développés au Lab-STICC et ii) avec les paramètres S des baluns et PWD commerciaux MARKI.

L'analyse de ces résultats (Fig. 3.23) montre une adaptation ($|S_{AA}|_{dB}$) d'au moins 10 dB de 2 à 20 GHz avec un niveau de SIC ($|S_{AB}|_{dB}$ Fig. 3.23.c en rouge) meilleure que 120dB avec la topologie proposée et comprise entre 40 et 80dB sur la bande lorsque les paramètres S mesurés des baluns commerciaux sont utilisés (Fig. 3.23.c en bleu). Le gain moyen est d'environ 11 dBi et varie de 5 dBi à 15 dBi sur la bande (Fig. 3.23.b). Les diagrammes de rayonnement (Fig. 3.23.d dans les plans $\varphi+45^\circ$ et $\varphi+135^\circ$) montrent à nouveau la présence de lobes latéraux importants dans le plan xz et dont leur nombre et niveaux s'accroissent en fonction de la fréquence car l'espacement optimal d'environ $\lambda_0/2$ entre TX₁ et TX₂ ne peut être maintenu. Comme précédemment, la symétrie de la structure pour obtenir une SIC en champ proche impose une distance difficile à réduire, une mise en œuvre de l'approche LFA ne peut être directement appliquée ici mais des techniques similaires pourraient être développées, mais nécessiteraient vraisemblablement de restreindre la largeur de bande.

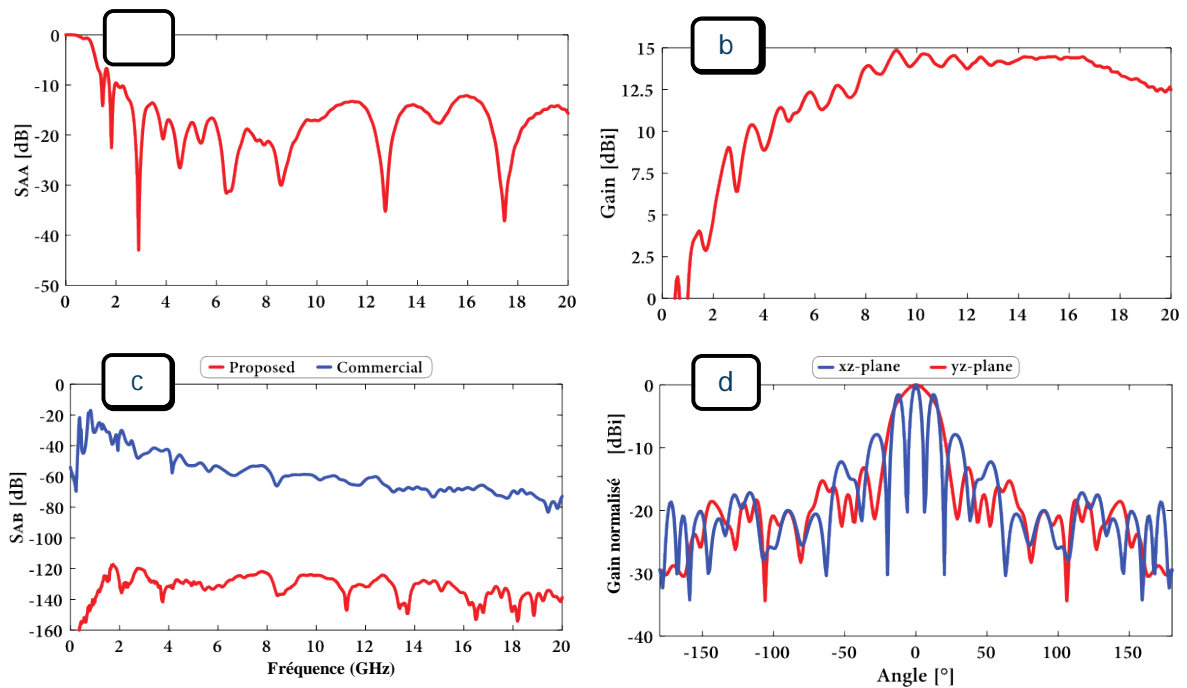


Fig. 3.23 : Adaptation (a), gain (b), SI (c) et diagrammes de rayonnement (d) à 10 GHz

Synthèse sur cette étude :

Cette étude a permis de démontrer le potentiel de cette technique d'annulation en champ proche pour atteindre des niveaux importants de SIC sur des bandes très larges pour la mise en œuvre de systèmes IBFD.

Pour cela, nous avons dû développer de nombreux circuits ultra-large-bande tels que des transitions, des baluns, des antennes, ...

Les résultats obtenus expérimentalement par le premier démonstrateur (PCB) réalisé constituent une nouvelle référence dans l'état-de-l'art des systèmes antennaires large-bande IBFD, tout particulièrement en obtenant une $SIC \geq 50$ dB sur une telle largeur de bande. Un premier facteur de mérite spécifique (FoM) a été développé pour comparer ces performances aux résultats antérieurs.

En partant de ce 1^{er} prototype, plusieurs modifications et innovations ont été suggérées et testées expérimentalement ou en simulation :

- Première réalisation en non-planaire d'antennes IBFD, ici impression 3D métallisée,
- Variation exponentielle (LFA) de la distance de couplage entre antennes TX et entre antennes RX pour réduire les lobes de réseaux (LFA) tout en maintenant la symétrie de la structure,
- Réseau IBFD à double polarisation simultanée pour TX et RX,
- Architecture de baluns 1 → 4 comportant 2 sorties en phase et 2 sorties en opposition de phase,
- Plusieurs techniques d'alimentation symétrique des polarisations croisées des antennes Vivaldi.

Des voies d'améliorations sur cet étage antennaire sont encore à explorer : isolation renforcée par matériaux absorbants, blindage et/ou intégration des baluns dans la structure, mise en œuvre en 3D à partir de PCB (multicouches), ...

On peut également argumenter qu'une telle largeur de bande est possible pour la SIC antennaire mais qu'elle n'est a priori pas encore possible en SIC digitale (où elle réclamerait une puissance embarquée importante donc très volumineuse). Cependant, sa largeur de bande rend ce système compatible avec différents standards plus faible-bandes ou pour des liaisons multi-canaux ou chaque canal pourrait fonctionner en IBFD ou non.

3.3 Bilan et conclusion

Au sein de notre équipe, nos premières discussions sur les techniques d'IBFD ont été initiées en 2016 et les premiers travaux ont réellement démarré en 2017.

C'est uniquement depuis 2010 que la communauté scientifique hyperfréquence internationale (antenne, RF, Micro/millimeter wave) s'intéresse très fortement à cette thématique du "In-Band-Full-Duplex", avec un très grand nombre de papiers et conférences publiés (>8000). Par ailleurs des sessions spéciales de conférences internationales sur cette thématique sont maintenant régulièrement organisées et nous avons pu y participer activement (papiers invités, chairman, TPC, ...).

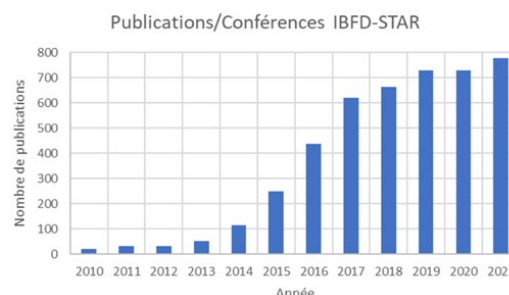


Fig. 3.24 : Evolution du nombre de publications/an dont le titre porte sur l'IBFD ou STAR

A notre connaissance, nous sommes parmi les premiers et les seuls en France à travailler et à avoir eu des résultats sur cette technique de l'IBFD au niveau antenne, ce qui a permis de conforter ou d'initier différents contrats, projets (CNES, Symlinks, DGA/AID) et collaborations (Université Libanaise, chaire CyberIoT Lab-STICC). Une partie seulement du travail effectué dans ces projets a été présentée dans ce document.

Nous avons proposé et mis en œuvre de multiples concepts réalistes : en bande Ka en polarisation circulaire pour des liaisons inter-nanosats, en ultra-large-bande dans des configurations différentes et en utilisant des technologies différentes. De nombreux prototypes ont été réalisés et validés expérimentalement avec succès et d'autres concepts et idées non réalisés pour l'instant ont montré, en simulation, un potentiel certain.

Cette thématique de l'IBFD étant très récente, il reste beaucoup à faire et notamment montrer que cette technique est pertinente dans de nombreux contextes et qu'en gagnant encore en maturité, elle pourrait être déployée dans de futurs standards.

Néanmoins, il reste de nombreux points bloquants à lever. Ainsi, au niveau antenne, les différentes techniques, y compris l'annulation en champ proche qui nous semble toujours être la solution la plus pertinente, imposent des contraintes sur la disposition ou l'architecture des antennes elles-mêmes, ce qui en réduisant les degrés de liberté possibles, se répercutent forcément sur les caractéristiques finales, i.e. : réduction du gain, taille du système, problèmes de lobes de réseau, ...

Dans nos études, nous avons systématiquement cherché à éviter le recours à un étage analogique de SIC, ce qui nous contraint à obtenir des niveaux importants de SIC en amont de la partie numérique. En effet, cet étage analogique est complexe, potentiellement très sensible aux différentes dérives technologiques et thermiques, incompatibles avec des applications spatiales notamment. La réalisation de SIC analogique en technologie intégrée pourrait en partie réduire ces contraintes mais pour un coût élevé.

Ce chapitre avait pour objectif de montrer la faisabilité de systèmes IBFD antennaires en bande Ka et en ultra-large-bande mais leurs performances les rendent également intéressants dans d'autres objectifs avec très peu de modifications tels que des systèmes à isolation renforcée entre polarisation circulaire G et D en bande Ka, ou entre polarisation croisée linéaire en UWB, ou encore en UWB pour introduire une polarisation circulaire en substituant les baluns par des déphaseurs, ...

Conclusion Générale

Les trois chapitres de ce mémoire m'ont permis de présenter, avec une volonté d'objectivité et de prise de recul les résultats d'études effectuées au Lab-STICC dans l'équipe DH sur la thématique très large des **déphaseurs** et de leurs mises en **application**. Ces travaux sont le résultat d'un travail d'équipe et notamment de doctorants et post-doctorants.

La grande diversité des thématiques abordées, allant des matériaux aux commutateurs, à la commande optique en passant par des circuits actifs à transistor, aux antennes, aux communications numériques et à l'impression 3D, montrent la grande diversité de cette thématique du déphasage RF et hyperfréquences et son ouverture à des domaines connexes.

- **1- Circuits actifs pour la réalisation de déphaseurs**

Les circuits actifs à TPG négatif et non-Foster font partie des thématiques de recherche toujours très présentes dans la littérature et qui, maintenant depuis plusieurs années, tentent de monter en maturité et de trouver des applications réelles. Pour les circuits à TPG négatif, les applications citées concernent toujours la compensation/égalisation de TPG, voire la « compensation de retard » mais sur ce point quasi-aucune utilisation effective ne semble être réellement recensée tant les inconvénients (consommation pour compenser les pertes, instabilité pour certains circuits, bande étroite, ...) semblent réhibitoires. Cette constatation est également valide pour les circuits non-Foster pour lesquels, et pour une catégorie d'entre eux (XCP), nous avons montré le faible rendement lorsqu'ils sont utilisés pour de l'adaptation d'impédance ou le découplage de circuits ou d'antennes, ce qui en soi est un résultat très important !

Nous avons donc cherché à initier d'autres applications potentielles pour ces circuits en cherchant notamment à synthétiser un déphaseur idéal ou « pur » mais malgré nos idées et des concepts particulièrement élégants suivis de validations expérimentales (ce qui est assez rare pour des circuits non-Foster), je pense, à titre personnel, que pour l'instant aucun industriel ne choisirait ce type de solutions, peu répétables, pour certaines potentiellement instables (les circuits à TPG négatif étant plus stables que les NF) et globalement à faible efficacité.

- **2- Innovation et optimisation des performances des déphaseurs passifs**

Ce chapitre 2 portant sur la réalisation de déphaseurs passifs fixes, agiles et commutables constituent le cœur de notre activité et de nos savoir-faire. Ces composants sont des dispositifs clé pour de nombreux systèmes de communications actuels et futurs (5G, 6G, satellites, ...), qui, dans un contexte de montée en débit et de rareté de la ressources spectrales, voient leurs canaux dédiés monter progressivement en fréquence vers les bandes millimétriques. Les caractérisations de canaux à ces fréquences ont montré que l'utilisation de réseaux d'antennes très directifs et à faisceaux reconfigurables est souhaitable pour améliorer le bilan de liaison entre émetteurs et récepteurs et que les antennes réseaux à commande de phase sont une des principales solutions à retenir.

A partir d'une simple recherche bibliographique sur les déphaseurs, une profusion de solutions différentes émerge et selon des approches et des technologies très différentes. En effet, la commutation, l'agilité ou le contrôle en phase des déphaseurs ou des lignes à retard est un sujet très vaste, et à la croisée de plusieurs techniques et technologies en pleine évolution, nécessitant une grande expérience pour bien choisir les composants et les technologies qui vont être associés dans l'application visée.

Nous avons donc concentré nos efforts selon 3 axes d'améliorations :

- Elargissement des bandes de fréquence pour des déphaseurs, baluns fixes et matrices de Butler en proposant des solutions compactes et si possible technologiquement simples,
- Recherche de topologies simples de déphaseurs analogiques, intégrables, large-bande et présentant un bon FoM. En s'inspirant d'un circuit pourtant très ancien (déphaseur de Schiffman), nous avons développé une topologie complètement innovante qui présente un très bon compromis compacité/FoM,
- Déphaseurs numériques à commutation ultra-rapide, pour lesquels nous avons développé et mis au point des switches à base de VO2 commandable optiquement et différents composants (déphaseurs, TTD, ...).

Ces circuits (et ceux non décrits ici) constituent ainsi un ensemble de composants, à des niveaux de maturité différents (TRL), qui pour certains d'entre eux (même s'ils ne sont pas encore pleinement qualifiés, i.e. <TRL6-9) peuvent être directement utilisés pour la réalisation de systèmes innovants comme illustré au chapitre 3.

- **3-Systèmes antennaires IBFD**

Cette thématique récente permet une bonne illustration de la mise en application de certains circuits développés au chapitre 2. Au-delà des simples composants pour maîtriser la phase, de nombreuses idées et concepts ont été testés autour de cette thématique dans notre équipe et les exemples les plus significatifs sont décrits dans ce manuscrit. Les circuits réalisés lors des thèses d'Allan Pen et d'Hadi Hijazi offrent d'excellentes perspectives et deux nouveaux projets sur cette thématique viennent soit de débiter, soit d'être accepté (§ projets futurs).

Cette thématique est actuellement en pleine effervescence et le domaine de la défense s'y intéresse également fortement car, au-delà du gain théorique en efficacité spectrale, l'IBFD peut apporter d'autres avantages tels qu'un premier niveau de sécurisation sur la couche physique ou encore la possibilité de systèmes assurant 2 fonctions simultanément et dans la même bande de fréquence, tels que brouillage et écoute, ...

Nous avons pu montrer nos résultats et prototypes à l'ensemble de l'équipe DH et aussi à l'équipe SI3 du pôle T2I3 pour mettre en œuvre des projets multi-établissements au sein du Lab-STICC et aussi transversaux entre pôles et équipes pour associer les parties antennaires et digitales, et ainsi développer un système complet.

De manière générale, dans ce document, plutôt que de recenser et présenter l'ensemble de mes travaux de recherche, j'ai cherché à focaliser chaque chapitre sur une thématique particulière et à mettre en avant les approches originales. J'ai systématiquement voulu synthétiser les résultats essentiels pour mettre en avant et valoriser le travail fait dans notre équipe et pour justifier les choix effectués.

Projets

- **Projets en cours**

Les projets que je porte actuellement ou auxquels je suis associé ciblent majoritairement la continuité de travaux présentés dans ce manuscrit. Voici la liste de ces projets :

Projet RAPID Druide :

Le projet RAPID « Druide » a démarré en janvier 2020 pour une fin prévue en 2023. Le consortium est constitué de la société Te-OX, du laboratoire C2N pour la partie « matériaux » et du Lab-STICC. Comme expliqué à la section §2.4.3.2, ce projet doit permettre de finaliser, d’optimiser et de valider des déphaseurs numériques en bande X en s’inspirant des résultats obtenus dans l’ANR MUFRED. Le Lab-STICC a conçu différents types de déphaseurs (TTD, RTPS) avec des propositions technologiques innovantes (BCB, Flip-chip, ...) pour la conception et le report des switches à base VO₂. Lorsque la fabrication sera finalisée et que la mise en œuvre de la commande optique sera réalisée, une partie rétro-simulation sera vraisemblablement nécessaire pour affiner nos modélisations pour de futures améliorations de nos designs.

Projet APCUSKA (résultats non présentés dans ce manuscrit) :

Dans le cadre de l’appel à projet « école » piloté par l’AID (Agence de l’Innovation de Défense) et dédié aux écoles dépendant du ministère des Armées, nous avons proposé (Porteur du Projet : R. Lababidi) un projet via l’ENSTA-Bretagne portant sur la conception d’une antenne à faisceau reconfigurable à fort gain pour applications de communications nanosatellites au format CubeSat 3U en bande Ka.

Le contexte général du projet est d’accroître la durée de transmission bord (satellite)-sol pour un nanosatellite en LEO et donc d’augmenter la quantité de données transmises à chaque défilement du satellite en dépointant le faisceau de l’antenne embarquée vers la station au sol.

Ce projet, qui a débuté en janvier 2021 (fin prévue en juin 2023), ambitionnait au départ de « capitaliser » le savoir-faire acquis lors de la thèse d’Allan Pen pour concevoir une antenne réseau à commande de phase tout en conservant une grande qualité de polarisation circulaire et ceci sans mise en œuvre d’IBFD. Finalement, cette solution « classique » qui a pour inconvénient de présenter des pertes importantes liées au réseau de distribution et aux déphaseurs en bande Ka servira de solution de repli. Une solution plus en rupture que nous avons présentée aux experts de l’AID a été retenue et est basée sur une antenne circulaire sectorielle à ondes de surface et dont le dépointage de faisceau se fait par commutation, évitant ainsi le recours à des déphaseurs. Un 1^{er} prototype est en cours de finalisation avant une mise en production et un brevet est envisagé sur ce projet.

Projet Brouillage intelligent pour la sécurisation et la régulation des transmissions : 5G & Beyond, IoT et spatiales (résultats non présentés dans ce manuscrit) :

Dans le cadre de la chaire CyberIoT, l’équipe SI3 dirigée par Roland Gautier (Lab-STICC) a souhaité qu’une partie de la thèse de Clément Demeslay (début en 01/10/2020) qui porte sur un modèle (théorique et aussi implanté physiquement) d’auto-brouillage du protocole LoRa (d’excellents résultats ont d’ailleurs déjà été obtenus sur cette partie) comporte également une partie antennaire dédiée contribuant également au brouillage, soit par technique IBFD, soit par surfaces intelligentes (RIS). Notre contribution est dans la

continuité d'une collaboration initiée avec Emanuel Radoï lors de la thèse d'Allan Pen et de Cristina Despina. Pour la thèse de Clément Demeslay, de premiers systèmes antennaires basés sur des composants du commerce sont à l'étude et notre contribution est attendue pour sa dernière année de thèse.

- **Projets futurs**

Avec l'aide d'Hadi Hijazi qui a acquis suite à sa thèse sur l'UWB IBFD et à son post-doctorat dans APCUSKA, un excellent niveau en conception de systèmes antennaires et possède une vision large et un recul important sur l'IBFD, nous avons déjà imaginé plusieurs possibilités technologiques et innovations topologiques sur cette thématique de l'IBFD :

Projet SITAR :

Le projet SITAR adossé à la thèse de Christina AlHachem (début novembre 2022) porte sur la conception d'un système antenne In-Band Full-Duplex à dépointage de faisceau indépendant des parties émission et réception.

Ce projet cible des applications civiles grand-public, en cherchant cette fois-ci non pas à émettre et recevoir de manière fixe, simultanément et à la même fréquence dans la même direction comme au chapitre 3 de ce document, mais bien de pouvoir combiner les avantages des antennes réseaux à contrôle de la direction de faisceau et de l'IBFD. Associer ces deux concepts nécessite de pouvoir contrôler indépendamment l'orientation des faisceaux TX et RX tout en maintenant un niveau de SIC suffisant entre l'émetteur et le récepteur pour tous les angles des faisceaux.

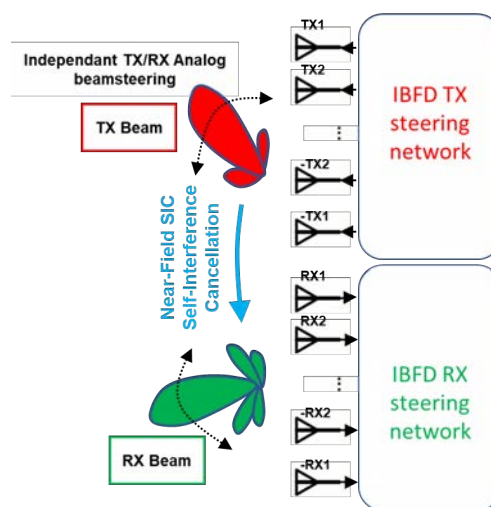


Fig. 4.1 : Illustration du principe de dépointage indépendant des faisceaux des réseaux d'antennes et d'annulation de l'auto-interférence (SIC)

La mise en œuvre envisagée se focalisera majoritairement sur l'étage antenne IBFD en commençant d'abord par y introduire un dépointage indépendant en TX et RX selon une seule dimension puis en azimut et élévation. En association avec l'équipe SI3 du Lab-STICC, une extension du projet vers une hybridation (analogique et digitale) de la formation de faisceau est envisagée pour réduire la complexité des systèmes Massive MIMO et y introduire des SIC antennaire et digitale complémentaires.

Les principaux domaines d'applications identifiées concernent les communications et leur sécurisation : 5G, 6G, Satellites, IoT, automobiles, ...

Projet TARISSA (Multi-function Independent Transmit and Receive Steerable In-Band Full-duplex System with Shared Antenna Elements) :

Il s'agit d'un projet « école » déposé via l'ENSTA-Bretagne, sélectionné puis retenu par l'AID (début en 06/2023 pour 4 ans, porteur Raafat Lababidi). TARISSA porte sur l'étude d'un système antennaire In-Band Full-Duplex à dépointage indépendant en TX et RX et à éléments rayonnants communs. Ce projet comporte deux points communs avec SITAR, l'IBFD et le dépointage indépendant, mais le contexte et la mise en œuvre seront différents. En effet, les applications ciblées ici sont majoritairement orientées défense et l'objectif est de vérifier la pertinence et la faisabilité d'un système multifonctions grâce à l'utilisation conjointe d'IBFD et du dépointage indépendant des faisceaux TX et RX. Les éléments rayonnants devront pouvoir être utilisés simultanément et sur la même bande de fréquence en TX et RX ce qui nécessitera d'introduire un 1^{er} niveau de SIC directement sur ces éléments rayonnants puis vraisemblablement un 2nd niveau à la mise en réseau.

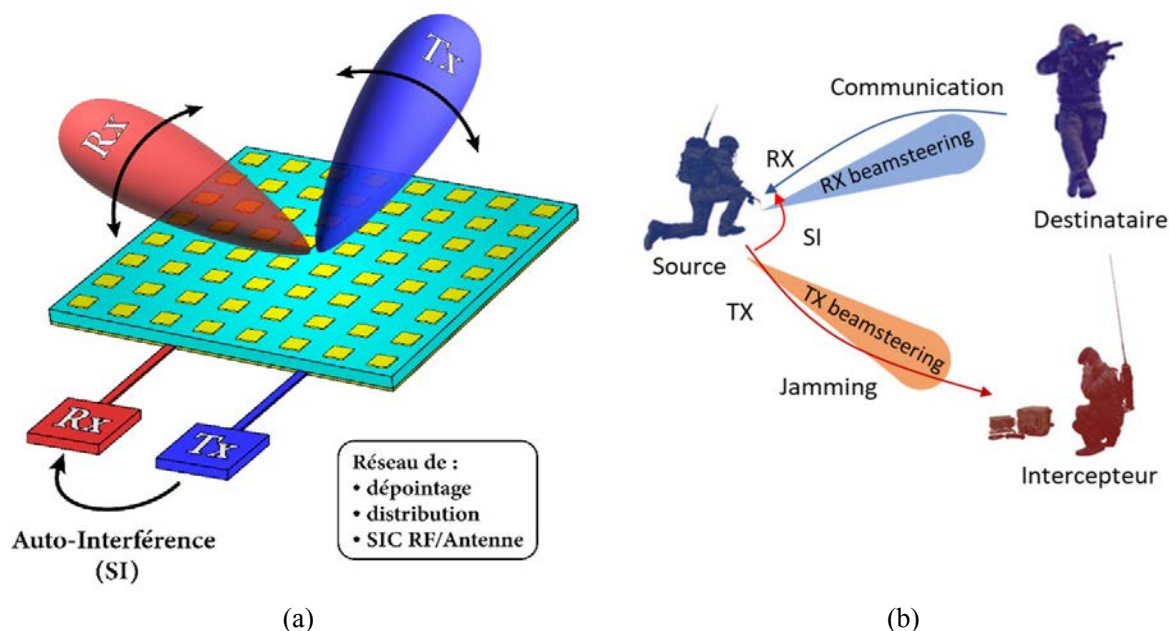


Fig. 4.2 : (a) Vue d'artiste du dépointage indépendant des faisceaux RX et TX pour des éléments rayonnants RX/TX communs,
(b) exemple d'application bi-fonctions : communication-brouillage simultané

Ces propriétés constitueraient une innovation majeure pour concevoir ainsi un système multifonctions FD appliqué aux communications et à la guerre électronique : surveillance-transmission simultanées, brouillage-écoute simultanés, Interception & communication directionnelles, et autres couples d'émission-réception.

Références

- [1] **M. Le Roy**, E. Lheurette, et A. Perennec, « Pulse compression with superluminal group velocity in 1-D photonic bandgap coplanar waveguide », in *34th European Microwave Conference, 2004.*, oct. 2004, vol. 1, p. 463-466.
- [2] B. Ravelo, « Dispositifs actifs à temps de propagation de groupe négatif: théorie, validations expérimentales et applications », Thèse Lab-STICC UBO, Brest, 2008, <http://www.theses.fr/2008BRES2026>.
- [3] H. Mirzaei et G. V. Eleftheriades, « Realizing Non-Foster Reactive Elements Using Negative-Group-Delay Networks », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 12, p. 4322-4332, déc. 2013.
- [4] S. Almkoddad, « Non-Foster Circuits Applied to Full-duplex Systems », Thèse Lab-STICC UBO, 2020. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02524398>
- [5] L. Brillouin, *Wave Propagation and Group Velocity*. New York: Academic Press, 1960. <https://www.elsevier.com/books/wave-propagation-and-group-velocity/brillouin/978-1-4832-3068-9>
- [6] C. G. B. Garrett et D. E. McCumber, « Propagation of a Gaussian Light Pulse through an Anomalous Dispersion Medium », *Phys. Rev. A*, vol. 1, n° 2, p. 305-313, févr. 1970, doi: 10.1103/PhysRevA.1.305.
- [7] L. J. Wang, A. Kuzmich, et A. Dogariu, « Gain-assisted superluminal light propagation », *Nature*, vol. 406, n° 6793, Art. n° 6793, juill. 2000, doi: 10.1038/35018520.
- [8] A. Enders et G. Nimtz, « On superluminal barrier traversal », *J. Phys. I*, vol. 2, n° 9, p. 1693-1698, 1992, doi: 10.1051/jp1:1992236.
- [9] M. W. Mitchell et R. Y. Chiao, « Negative group delay and “fronts” in a causal system: An experiment with very low frequency bandpass amplifiers », *Phys. Lett. A*, vol. 230, n° 3, p. 133-138, juin 1997, doi: 10.1016/S0375-9601(97)00244-2.
- [10] A. Kuzmich, A. Dogariu, L. J. Wang, P. W. Milonni, et R. Y. Chiao, « Signal Velocity, Causality, and Quantum Noise in Superluminal Light Pulse Propagation », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 86, n° 18, p. 3925-3929, avr. 2001, doi: 10.1103/PhysRevLett.86.3925.
- [11] A. I. Abunjaileh et I. C. Hunter, « A matched bridged tee network with positive phase derivative », in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2011, p. 1-1. doi: 10.1109/MWSYM.2011.5973238.
- [12] T. Shao, S. Fang, Z. Wang, et H. Liu, « A Compact Dual-Band Negative Group Delay Microwave Circuit », *Radioengineering*, vol. 27, n° 4, p. 1070-1076, sept. 2018, doi: 10.13164/re.2018.1070.
- [13] X. Zhou *et al.*, « Analytical Design of Dual-Band Negative Group Delay Circuit With Multi-Coupled Lines », *IEEE Access*, vol. 8, p. 72749-72756, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2988096.
- [14] « Similitude between the NGD function and filter gain behaviours - Ravelo - 2014 - International Journal of Circuit Theory and Applications - Wiley Online Library ».
- [15] J. Park, G. Chaudhary, J. Jeong, et Y. Jeong, « Microwave Negative Group Delay Circuit: Filter Synthesis Approach », *J. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 16, n° 1, p. 7-12, janv. 2016, doi: 10.5515/JKIEES.2016.16.1.7.
- [16] B. Ravelo, A. Pérennec, **M. Le Roy**, et Y. G. Boucher, « Active microwave circuit with negative group delay », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 17, n° 12, p. 861-863, 2007.
- [17] B. Ravelo, A. Perennec, et **M. Le Roy**, « Study and Application of Microwave Active Circuits with Negative Group Delay », in *Microwave and Millimeter Wave Technologies Modern UWB antennas and equipment*, I. Minin, Éd. InTech, 2010. doi: 10.5772/9012.
- [18] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, *A new technique of interconnect effects equalization by using negative group delay active circuits*. INTECH Open Access Publisher, 2010.
- [19] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Negative group delay active topologies respectively dedicated to microwave frequencies and baseband signals », *Proc. Eur. Microw. Assoc.*, vol. 4, n° 2, p. 124-130, 2008.
- [20] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Equalization of interconnect propagation delay with negative group delay active circuits », in *Signal Propagation on Interconnects, 2007. SPI 2007. IEEE Workshop on*, 2007, p. 15-18.
- [21] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Experimental validation of the RC-interconnect effect equalization with negative group delay active circuit in planar hybrid technology », in *2009 IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects*, 2009, p. 1-4.

- [22] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Application of negative group delay active circuits to reduce the 50% propagation Delay of RC-line model », *2008 12th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects*, 2, p. 1-4.
- [23] H. U. Voss, « A universal negative group delay filter for the prediction of band-limited signals », p. 12.
- [24] C. Hymel, M. Skolnick, R. Stubbers, et M. Brandt, « Temporally Advanced Signal Detection: A Review of the Technology and Potential Applications », *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 11, n° 3, p. 10-25, 2011, doi: 10.1109/MCAS.2011.941076.
- [25] B. Ravelo, **M. Le Roy**, et A. Pérennec, « Application of negative group delay active circuits to the design of broadband and constant phase shifters », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, n° 12, p. 3078-3080, 2008.
- [26] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Synthesis of frequency-independent phase shifters using negative group delay active circuit », *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 21, n° 1, p. 17-24, 2011.
- [27] B. Ravelo, **M. Le Roy**, et A. Pérennec, « Frequency-Independent Active Phase Shifters for UWB applications », p. 5.
- [28] B. Ravelo, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « Broadband balun using active negative group delay circuit », in *2007 European Microwave Conference*, 2007, p. 466-469.
- [29] Hussein Jaafar, **Marc Le Roy**, André Pérennec, et Raafat Lababidi, « Etude et Conception de Dispositifs Actifs Accordable à Temps de Propagation de Groupe Négatif », Université de Bretagne Occidentale, Rapport de Master 2 Recherche / projet de fin d'études d'ingénieurs de l'université Libanaise (Faculté de Génie III)HE III, juin 2015.
- [30] G. Chaudhary et Y. Jeong, « Tunable Center Frequency Negative Group Delay Filter Using Coupling Matrix Approach », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, n° 1, p. 37-39, janv. 2017, doi:10.1109/LMWC.2016.2629985.
- [31] W. Lee et A. Valdes-Garcia, « Continuous True-Time Delay Phase Shifter Using Distributed Inductive and Capacitive Miller Effect », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 7, p. 3053-3063, juill. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2901678.
- [32] H. Mirzaei et G. V. Eleftheriades, « Arbitrary-Angle Squint-Free Beamforming in Series-Fed Antenna Arrays Using Non-Foster Elements Synthesized by Negative-Group-Delay Networks », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, n° 5, p. 1997-2010, mai 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2408364.
- [33] J. L. Merrill, « Theory of the negative impedance converter », *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 30, n° 1, p. 88-109, janv. 1951, doi: 10.1002/j.1538-7305.1951.tb01368.x.
- [34] J. G. Linvill, « Transistor Negative-Impedance Converters », *Proc. IRE*, vol. 41, n° 6, p. 725-729, juin 1953, doi: 10.1109/JRPROC.1953.274251.
- [35] A. D. Harris et G. A. Myers, « AN INVESTIGATION OF BROADBAND MINIATURE ANTENNAS », NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL MONTEREY CA, sept. 1968. <https://apps.dtic.mil/sti/citations/AD0677320>
- [36] S. E. Sussman-Fort et R. M. Rudish, « Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 8, p. 2230-2241, août 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2024494.
- [37] S. Al Mokdad, R. Lababidi, **M. Le Roy**, S. Sadek, A. Perennec, et D. Le Jeune, « Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster circuit », in *2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, déc. 2018, p. 449-452. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618011.
- [38] D. Kholodnyak, V. Turgaliev, A. Rusakov, K. Zemlyakov, et I. Vendik, « A frequency independent phase inverting all-pass network suitable for a design of ultra-wideband 180° phase shifters », in *2011 41st European Microwave Conference*, oct. 2011, p. 643-646. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101987.
- [39] C. R. White et C.-T. Tsen, « On the stability of non-foster monopole antenna arrays », in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, juin 2013, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697673.
- [40] R. W. Jackson, « Rollett Proviso in the Stability of Linear Microwave Circuits—A Tutorial », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 3, p. 993-1000, mars 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.869719.
- [41] A. Platzker, W. Struble, et K. T. Hetzler, « Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits », in *1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 1993, p. 1185-1188 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.1993.277082.
- [42] Blaise Ravelo, « Negative Group Delay Devices », <https://shop.theiet.org/negative-group-delay-device>.

- [43] T. Zhang, R. Xu, et C.-T. M. Wu, « Unconditionally Stable Non-Foster Element Using Active Transversal-Filter-Based Negative Group Delay Circuit », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, n° 10, p. 921-923, oct. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2745487.
- [44] M. Zhu, A. Y.-K. Chen, et C.-T. M. Wu, « Tunable MMIC Negative Group Delay Transversal Filter-Based Negative Capacitor in 0.1- μm GaAs pHEMT Technology », in *2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2022*, juin 2022, p. 757-760. doi: 10.1109/IMS37962.2022.9865368.
- [45] « Microwaves101 | Phase Shifters ». <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/phase-shifters#digital>.
- [46] A. Chakraborty et B. Gupta, « Paradigm Phase Shift: RF MEMS Phase Shifters: An Overview », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 18, n° 1, p. 22-41, janv. 2017, doi: 10.1109/MMM.2016.2616155.
- [47] P. I. Bantavis, C. I. Kolitsidas, T. Empliouk, **M. Le Roy**, B. L. G. Jonsson, et G. A. Kyriacou, « A Cost-Effective Wideband Switched Beam Antenna System for a Small Cell Base Station », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 12, p. 6851-6861, déc. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2874494.
- [48] H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. L. Jeune, et A. Pérennec, « 4-40 GHz In-Phase/ 180° Out-of-Phase Power Dividers with Enhanced Isolation », in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mars 2020, p. 1-5. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135849.
- [49] A. M. Abbosh, « Ultra-Wideband Phase Shifters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 9, p. 1935-1941, sept. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.904051.
- [50] A. M. Abbosh, « Broadband Fixed Phase Shifters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 1, p. 22-24, janv. 2011, doi: 10.1109/LMWC.2010.2079320.
- [51] A. M. Abbosh et M. E. Bialkowski, « Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 2, p. 189-194, févr. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2006.889150.
- [52] H. Hijazi, « Ultra-wideband antenna systems for in-band full-duplex applications », Theses, ENSTA Bretagne - École nationale supérieure de techniques avancées Bretagne ; Université de Bretagne Occidentale, 2021. Consulté le: 28 septembre 2022. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03772878>
- [53] T.-S. Dang, C.-W. Kim, et S.-W. Yoon, « Ultra-wideband power divider using three parallel-coupled lines and one shunt stub », *Electron. Lett.*, vol. 50, n° 2, p. 95-96, 2014, doi: 10.1049/el.2013.2290.
- [54] U. L. Rohde *et al.*, « Ultra wide band balun/180° power divider using microstrip-slotline-microstrip transition », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, Hyderabad, India, déc. 2015, p. 400-404. doi: 10.1109/IMaRC.2015.7411370.
- [55] N. Drobotun, D. Yanchuk, et E. Khoroshilov, « Compact planar ultra-wideband power dividers with frequency range up to 67 GHz for multichannel receivers », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2016, p. 198-201. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824312.
- [56] Z.-Y. Zhang, Y.-X. Guo, L. C. Ong, et M. Y. W. Chia, « A new wide-band planar balun on a single-layer PCB », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 6, p. 416-418, juin 2005, doi: 10.1109/LMWC.2005.850486.
- [57] A. M. Abbosh, « Ultra wideband inphase power divider for multilayer technology », *IET Microw. Antennas Amp Propag.*, vol. 3, n° 1, p. 148-153, févr. 2009, doi: 10.1049/iet-map:20070310.
- [58] P. Wu, Y. Zhang, Y.-L. Dong, et Q. Zhang, « A Novel Ka-Band Planar Balun Using Microstrip-CPS-Microstrip Transition », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 3, p. 136-138, mars 2011, doi: 10.1109/LMWC.2010.2104315.
- [59] P. Wu, Z. Wang, et Y. Zhang, « Wideband planar balun using microstrip to CPW and microstrip to CPS transitions », *Electron. Lett.*, vol. 46, n° 24, p. 1611, 2010, doi: 10.1049/el.2010.1791.
- [60] Hadi Hijazi, **Marc Le Roy**, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, André Pérennec, « Diviseur de Puissance Compact Ultra-Large-Bande 3-40 GHz », JNM 2019 (Journées Nationales Microondes), Caen, France, mai 2019.
- [61] « Analog Phase Shifter Market ». <https://www.futuremarketinsights.com/reports/analog-phase-shifter-market>.
- [62] « Combining the Best of Both Worlds: True Time Delays and Phase Shifters | Analog Devices ». <https://www.analog.com/en/technical-articles/true-time-delays-and-phase-shifters.html>.
- [63] K. Khoder, A. Pérennec, et **M. Le Roy**, « A 180° Tunable Analog Phase Shifter Based on a Single All-Pass Unit Cell », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, n° 12, p. 2915-2918, 2013.

- [64] K. Khoder, **M. Le Roy**, et A. Pérennec, « An all-pass topology to design a 0–360° continuous phase shifter with low insertion loss and constant differential phase shift », *European Microwave Conference (EuMC), 2014 44th*, 2014, p. 1556-1559.
- [65] K. Khoder, **M. Le Roy**, et A. Pérennec, « An all-pass topology to design a 0–360 continuous phase shifter with low insertion loss and constant differential phase shift », in *2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference*, 2014, p. 612-615.
- [66] B. M. Schiffman, « A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 6, n° 2, p. 232-237, avr. 1958, doi: 10.1109/TMTT.1958.1124543.
- [67] F. Burdin, Z. Iskandar, F. Podevin, et P. Ferrari, « Design of Compact Reflection-Type Phase Shifters With High Figure-of-Merit », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, n° 6, p. 1883-1893, juin 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2428242.
- [68] H. Hayashi, T. Nakagawa, et K. Araki, « A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave-length transmission lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 1, p. 150-154, janv. 2002, doi: 10.1109/22.981259.
- [69] R. Lababidi, M. Al Shami, **M. Le Roy**, D. Le Jeune, K. Khoder, et A. Pérennec, « Tunable channelised bandstop passive filter using reconfigurable phase shifter », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 13, n° 5, p. 591-596, 2019, doi: 10.1049/iet-map.2018.5430.
- [70] T.-J. Chang, K. Pande, T.-J. Huang, et H.-T. Hsu, « Compact phase shifter using arbitrary length of two coupled transmission lines », *IET Circuits Devices Syst.*, vol. 15, n° 5, p. 403-414, 2021, doi: 10.1049/cds2.12030.
- [71] S.-W. Jeong et J. Lee, « Frequency- and Bandwidth-Tunable Bandstop Filter Containing Variable Coupling Between Transmission Line and Resonator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 2, p. 943-953, févr. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2756963.
- [72] Tae-Whan Yoo, Jae-Ho Song, et Moon-Soo Park, « 360° reflection-type analogue phase shifter implemented with a single 90° branch-line coupler », *Electron. Lett.*, vol. 33, n° 3, p. 224-226, janv. 1997, doi: 10.1049/el:19970140.
- [73] F. Ellinger, H. Jackel, et W. Bachtold, « Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 4, p. 1135-1140, avr. 2003, doi: 10.1109/TMTT.2003.809670.
- [74] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, et D. W. van der Weide, « Linear tunable phase shifter using a left-handed transmission line », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 5, p. 366-368, mai 2005, doi: 10.1109/LMWC.2005.847715.
- [75] W.-T. Li, Y.-H. Kuo, Y.-M. Wu, J.-H. Cheng, T.-W. Huang, et J.-H. Tsai, « An X-band full-360° reflection type phase shifter with low insertion loss », in *2012 42nd European Microwave Conference*, oct. 2012, p. 1134-1137. doi: 10.23919/EuMC.2012.6459298.
- [76] S. M. Han, C.-S. Kim, D. Ahn, et T. Itoh, « Phase shifter with high phase shifts using defected ground structures », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 4, p. 196-197, févr. 2005, doi: 10.1049/el:20057676.
- [77] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, et S. Bolioli, « A novel analog 360° phase shifter design in Ku and Ka bands », in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, avr. 2010, p. 1-4.
- [78] P. Padilla, A. Muñoz-Acevedo, et M. Sierra-Castañer, « Low loss 360° Ku band electronically reconfigurable phase shifter », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 64, n° 11, p. 1100-1104, nov. 2010, doi: 10.1016/j.aeue.2009.11.007.
- [79] K.-O. Sun, H.-J. Kim, C.-C. Yen, et D. van der Weide, « A scalable reflection type phase shifter with large phase variation », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 10, p. 647-648, oct. 2005, doi: 10.1109/LMWC.2005.856686.
- [80] J. J. P. Venter, T. Stander, et P. Ferrari, « X-Band Reflection-Type Phase Shifters Using Coupled-Line Couplers on Single-Layer RF PCB », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 28, n° 9, p. 807-809, sept. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2853562.
- [81] M. L. Carneiro, **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, P. Ferrari, et V. Puyal, « Déphaseur compact passe-tout large-bande basé sur des lignes couplées à ondes lentes en CMOS 65nm à 28GHz », *20èmes Journées Nationales Microondes*, 2017, p. 1-2.
- [82] M. L. Carneiro, **M. Le Roy**, A. Pérennec, R. Lababidi, P. Ferrari, et V. Puyal, « Compact Analog All-Pass Phase-Shifter in 65-nm CMOS for 24/28 GHz on-Chip-and in-Package Phased-Array Antenna », *2019 IEEE 23rd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2019, p. 1-4.

- [83] *5G Technology, Market and Forecasts 2022-2032*. 2021. <https://www.idtechex.com/en/research-report/5g-technology-market-and-forecasts-2022-2032/835>
- [84] J. Lugo-Alvarez, A. Bautista, F. Podevin, et P. Ferrari, « High-directivity compact slow-wave CoPlanar waveguide couplers for millimeter-wave applications », in *2014 44th European Microwave Conference*, oct. 2014, p. 1072-1075. doi: 10.1109/EuMC.2014.6986624.
- [85] Z. Iskandar *et al.*, « A 30–50 GHz reflection-type phase shifter based on slow-wave coupled lines in BiCMOS 55 nm technology », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2016, p. 1413-1416. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824618.
- [86] A. Natarajan *et al.*, « A Fully-Integrated 16-Element Phased-Array Receiver in SiGe BiCMOS for 60-GHz Communications », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, n° 5, p. 1059-1075, mai 2011, doi: 10.1109/JSSC.2011.2118110.
- [87] J.-C. Wu, C.-C. Chang, S.-F. Chang, et T.-Y. Chin, « A 24-GHz full-360° CMOS reflection-type phase shifter MMIC with low loss-variation », in *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, juin 2008, p. 365-368. doi: 10.1109/RFIC.2008.4561455.
- [88] T. V. Zlotnikov, O. Degani, et Y. Nemirovsky, « Constant loss miniature 45nm RF-CMOS 24 GHz phase shifter », in *2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, nov. 2009, p. 1-5. doi: 10.1109/COMCAS.2009.5386073.
- [89] W.-G. Kim, J. P. Thakur, H.-Y. Yu, S.-S. Choi, et Y.-H. Kim, « Ka-band hybrid phase shifter for analog phase shift range extension using 0.13- μm CMOS technology », in *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, oct. 2010, p. 603-606. doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613306.
- [90] H. Zarei et D. J. Allstot, « A low-loss phase shifter in 180 nm CMOS for multiple-antenna receivers », in *2004 IEEE International Solid-State Circuits Conference (IEEE Cat. No.04CH37519)*, févr. 2004, p. 392-534 Vol.1. doi: 10.1109/ISSCC.2004.1332759.
- [91] M. N. Sadiq, « Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium (VO₂) », Thèse Lab-STICC UBO, 2019. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02613957>
- [92] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M.-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque, G. Tanné, « Design and Characterisation of VO₂ Based Switches for Ultra-Fast Reconfigurable Devices », in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, juill. 2019, p. 172-174. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2019.8880086.
- [93] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, G. Tanné, « Conception et caractérisation de commutateurs à base de VO₂ pour des dispositifs reconfigurables », *21èmes Journées Nationales Microondes*, 2019, p. 1-2.
- [94] F. Giancesello *et al.*, « Highly linear and sub 120 fs Ron \times Coff 130 nm RF SOI technology targeting 5G carrier aggregation RF switches and FEM SOC », in *2016 IEEE 16th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, janv. 2016, p. 9-12. doi: 10.1109/SIRF.2016.7445454.
- [95] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M.-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque, G. Tanné, « Caractérisations RF et optique de commutateurs hyperfréquences ultra-rapides à base de VO₂ », in *16 èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux 2020, Toulouse, France*, 2020, p. 1-4.
- [96] M. N. Sadiq, **M. Le Roy**, A. Perennec, P. Laurent, N. Martin, A. Crunteanu, G. Tanné, « Déphaseurs numériques à base de VO₂ pour réseaux phasés », in *21èmes Journées Nationales Microondes*, 2019, p. 1-2.
- [97] P.-L. Doan, **M. Le Roy**, A. Pérennec, G. Tanné, O. Ishchenko, et R. Noumi, « Déphaseur RTPS numérique 2 bits en bande X à activation optique ultra-rapide à partir de commutateurs à base de VO₂ », in *22èmes Journées Nationales Microondes*, Limoges, France, juin 2022.
- [98] E. A. Casu *et al.*, « Tunable RF Phase Shifters Based on Vanadium Dioxide Metal Insulator Transition », *IEEE J. Electron Devices Soc.*, vol. 6, p. 965-971, 2018, doi: 10.1109/JEDS.2018.2837869.
- [99] C. Hillman, B. Ma, P. A. Stupar, et Z. Griffith, « VO₂ switch based submillimeter-wave phase shifters », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 1098-1101. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058787.
- [100] F. Arzur, « Développement de simulateurs de cibles pour radars automobiles 77 GHz », Thèse Lab-STICC UBO 2017. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2017BRES0082>

- [101]F. Arzur, **M. Le Roy**, A. Perennec, G. Tanne, et N. Bordais, « Hybrid architecture of a compact, low-cost and gain compensated delay line switchable from 1 m to 250 m for automotive radar target simulator », in *2017 European Radar Conference (EURAD)*, Nuremberg, oct. 2017, p. 239-242. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249191.
- [102]F. Arzur, **M. Le Roy**, A. Perennec, G. Tanne, et N. Bordais, « Small-size and low-cost wideband 800 MHz delay line tunable from 1.3 ns to 1.67 μ s for automotive radar sensor », in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Nagoya, Japan, mars 2017, p. 13-16. doi: 10.1109/ICMIM.2017.7918844.
- [103]Allan Pen, « Topologie antennaire pour liaison Full-Duplex Inter-NanoSat », Thèse Lab-STICC UBO Brest, 2021. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03628214>
- [104]S. Almkodad, R. Lababidi, **M. Le Roy**, S. Sadek, A. Pérennec, et D. Le Jeune, « Methodology for broadband matching of electrically small antenna using combined non-Foster and passive networks », *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 104, n° 3, p. 251-263, 2020.
- [105]H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, et A. Pérennec, « Ultra-wideband antenna system for in-band full-duplex applications », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. n/a, n° n/a, doi: 10.1049/mia2.12194.
- [106]H. Hijazi, A. Pen, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, J-L. Issler, K. ELis, J-H. Corre, « Circularly Polarized In-Band Full-Duplex Antenna Array for Ka-Band Inter-CubeSat Links », in *2022 20th IEEE Interregional NEWCAS Conference (NEWCAS)*, juin 2022, p. 80-83. doi: 10.1109/NEWCAS52662.2022.9842252.
- [107]« BAL-0050 Broadband Balun ». <https://www.markimicrowave.com/baluns/bal-0050.aspx>.
- [108]« IAB--the cost-effective solution to quickly expand 5G mmWave coverage (Analyst Angle) », *RCR Wireless News*, 27 juillet 2020. <https://www.rcrwireless.com/20200727/5g/iab-the-cost-effective-solution-to-quickly-expand-5g-mmwave-coverage-analyst-angle>.
- [109]P. V. Prasannakumar, M. A. Elmansouri, et D. S. Filipovic, « Broadband monostatic simultaneous transmit and receive reflector antenna system », in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, juill. 2017, p. 553-554. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072319.
- [110]R. Lian, T.-Y. Shih, Y. Yin, et N. Behdad, « A High-Isolation, Ultra-Wideband Simultaneous Transmit and Receive Antenna With Monopole-Like Radiation Characteristics », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 2, p. 1002-1007, févr. 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2784447.
- [111]E. A. Etellisi, M. A. Elmansouri, et D. Filipovic, « Broadband Full-Duplex Monostatic Circular-Antenna Arrays: Circular Arrays Reaching Simultaneous Transmit and Receive Operation », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 60, n° 5, p. 62-77, oct. 2018, doi: 10.1109/MAP.2018.2859164.
- [112]P. V. Prasannakumar, M. A. Elmansouri, et D. S. Filipovic, « Wideband Decoupling Techniques for Dual-Polarized Bi-Static Simultaneous Transmit and Receive Antenna Subsystem », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 10, p. 4991-5001, oct. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2734162.
- [113]Hadi Hijazi, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, **Marc Le Roy**, Andre Pérennec, « Ultra-Wideband 3D-Printed Vivaldi Antenna Array for In-Band Full-Duplex Applications », *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 15 février 2022.
- [114]H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, A. Pérennec, « Réseau d'antennes Vivaldi en impression 3D métallisée Ultra-Large-Bande pour applications In-Band Full-duplex », *22èmes Journées Nationales Microondes*, Limoges, juin 2022.
- [115]Hadi Hijazi, **Marc Le Roy**, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, Andre Pérennec, « 3D-Printed Ultra-Wideband In-Band Full-Duplex Antenna System With Grating Lobes Reduction », *IEEE 2022 International Conference on Microelectronics (ICM)*, Casablanca, Maroc, 07/12 2022.
- [116]H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. Le Jeune, et A. Pérennec, « Wideband Dual-Polarized Full-Duplex Antenna Array », in *2021 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, oct. 2021, p. 289-294. doi: 10.1109/ATC52653.2021.9598323.
- [117]H. Hijazi, **M. Le Roy**, R. Lababidi, D. L. Jeune, et A. Pérennec, « Réseau d'antennes In-Band Full-Duplex Ultra-Large-Bande à double polarisation », *22^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM 2022)*, juin 2022, p. 323.

Titre : Circuits et déphaseurs hyperfréquences : topologies innovantes, conceptions et exemples d'applications

Mots clés : Déphaseurs analogiques et numériques, baluns, Full-Duplex, Antennes

Résumé : Ce manuscrit présente une partie de mes activités de recherche au sein de l'équipe DH du pôle MatRF au Lab-STICC. Ces recherches relèvent du domaine des circuits et dispositifs Radio- et Hyper-Fréquences, dans un registre allant de la modélisation et de la conception de composants jusqu'au développement de systèmes. La thématique des déphaseurs RF et hyperfréquences et de leurs applications constitue l'axe principal de mes travaux et de ce document. Les travaux présentés portent plus précisément sur l'étude, la conception et la réalisation de différentes catégories de déphaseurs et de composants à même de manipuler la phase de signaux RF, de topologies innovantes, ainsi que de systèmes antennaires faisant appel à ces composants.

Des topologies originales pour s'approcher de la conception d'un déphaseur idéal sont tout d'abord proposées et validées en se basant sur des circuits actifs à TPG négatif ou de type non-Foster. Puis, plusieurs topologies et technologies innovantes sont mises en œuvre en se focalisant sur la réalisation de déphaseurs passifs fixes, analogiques à réglage continu puis numériques. Enfin, ces composants servent de blocs pour réaliser des systèmes antennaires In-Band Full-Duplex originaux. Les résultats obtenus sont décrits de manière synthétique pour pouvoir en dégager des perspectives et justifier les choix retenus pour les projets et axes de recherche en cours et futurs.

Title : RF and microwave phase shifters and circuits : innovative topologies, designs and applications

Keywords : Analog and digital phase shifters, True Time delay, baluns, Full-Duplex, Antenna

Abstract: This dissertation summarizes part of my research activities within the DH team of Lab-STICC laboratory. They are related to the field of RF and microwave circuits and devices, dealing with the design of components and complete systems. The topic of RF and microwave phase shifters and their applications is both the main focus of my work and the backbone of this manuscript. The studies presented here will focus more specifically on the design and implementation of different types of phase shifters and circuits in order to manipulate the phase of RF signal. These devices are based on some innovative topologies and technologies, and they will be further used as blocks to design antenna systems.

Some original topologies are investigated, implemented and validated in order to get close to an ideal phase shifter behaviour. They rely on active circuits that exhibit Negative Group delay or non-Foster properties. Then, the design of passive phase shifters with fixed, analog and digital phase shifts is conducted by using several innovative topologies and technologies. Finally, novel In-Band Full-Duplex antenna systems are implemented by using these previously designed circuits. The system performance is summarized and compared to state-of-the-art results in order to bring some prospects and also to justify the relevance of our choices in ongoing and future projects.