

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Eng.

PAR
CHRISTIAN TALBOT

NOUVELLES ARCHITECTURES DE « DUPLEXEUR » POUR LES
COMMUNICATIONS SANS FIL

MONTREAL, LE 2 AOÛT 2005

(c) droits réservés de Christian Talbot

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar Kouki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Fadhel Ghannouchi, membre du jury
Département de génie électrique à l'École Polytechnique de Montréal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY
LE 23 JUIN 2005
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

NOUVELLES ARCHITECTURES DE « DUPLEXEUR » POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL

Christian Talbot

SOMMAIRE

Le défi de transmettre de l'information à des vitesses plus élevées sur des distances de plus en plus éloignées qu'auparavant implique d'importants challenges technologiques aux concepteurs de systèmes de communication. Ces systèmes doivent être de plus en plus performants et de plus en plus petits. Une des composantes clés de ces systèmes est le duplexeur qui permet le partage d'une même antenne par le transmetteur et le récepteur afin de mieux gérer et de mieux utiliser le spectre électromagnétique.

Dans ce contexte et dans le cadre de ce mémoire, une étude de faisabilité d'une nouvelle topologie de duplexeur dans une chaîne de communication a été effectuée. Cette topologie a pour objectif d'accroître significativement la performance des duplexeurs actuels de l'industrie des communications sans fil.

Ce rapport présente les trois volets de cette étude. Le premier consiste en une analyse des différents types de duplexeurs. Le second expose les nouvelles topologies par simulation théorique et virtuelle et le troisième présente deux expériences effectuées en laboratoire.

Les résultats obtenus indiquent une amélioration importante des performances. Ces nouvelles performances auront un impact direct sur la sensibilité des systèmes sans fil en permettant d'augmenter la portée du signal. Quelques solutions sont proposées en vue d'une intégration à petite échelle ayant des performances très prometteuses.

NEW DUPLEXER TOPOLOGIES FOR WIRELESS COMMUNICATION

Christian Talbot

ABSTRACT

The objective of transmitting at higher speeds and over longer distances involves conceptual difficulties with the technology available today for wireless communication systems. These systems have to be improved and to be smaller. One of the key components of such systems is the duplexer, which allows the transmitter and receiver to share one antenna in order to make better use of the electromagnetic spectrum.

In this context, this thesis presents a feasibility study for new type of duplexer base on new topologies. The aim of this new type of duplexer is to improve performance beyond what is currently achievable in the wireless communications industry.

This study is organized in three phases. First of all, a brief analysis of different types of duplexer is presented. Secondly, different theoretical and virtual simulations are conducted with the new types of duplexers. Finally, measurements conducted in a laboratory environment are presented.

The results obtained indicate a significant performance improvement over existing duplexers. The new level of performance will improve cellular sensibility and hence the broadcast range of the communication system. Potential miniaturization solutions are proposed for future research.

REMERCIEMENTS

J'aimerais profiter de l'occasion pour remercier mon directeur de maîtrise le professeur Ammar Kouki pour son encadrement et sa confiance manifestés lors de ce projet.

Je tiens aussi à remercier ma mère pour son soutien exemplaire tout au long de mes études et je lui dédie ce mémoire en guise d'hommage à son grand dévouement et ses encouragements pour mes études.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vi
LISTE DES FIGURES.....	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	x
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 PRÉSENTATION DU DUPLEXEUR	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Caractéristiques d'un duplexeur	4
1.2.1 Perte d'insertion.....	7
1.2.2 Coefficient de réflexion.....	7
1.2.3 Isolation et autres caractéristiques	8
1.3 Performances de divers duplexeurs.....	9
1.3.1 Duplexeur à base de filtres YIG.....	11
1.3.2 Duplexeur à base de filtres SAW	12
1.3.3 Duplexeur à base de circulateur	14
1.4 Conclusion	15
CHAPITRE 2 BOUCLE DE « CANCELLATION ».....	16
2.1 Introduction.....	16
2.2 Principe théorique	16
2.3 Composantes fondamentales.....	20
2.3.1 Duplexeur.....	22
2.3.2 Coupleurs directionnels.....	24
2.3.3 Atténuateur	27
2.3.4 Déphaseur.....	32
2.4 Simulation par laboratoire virtuel	34
2.5 Conclusion	37

CHAPITRE 3	SIMULATIONS THÉORIQUES ET VIRTUELLES	
	DES NOUVELLES ARCHITECTURES DE DUPLEXEURS.....	38
3.1	Introduction.....	38
3.1.1	Impact de l'impédance de l'antenne.....	39
3.2	Structures non balancées.....	39
3.2.1	Architecture à boucle simple.....	40
3.2.2	Architecture dynamique.....	41
3.2.3	Architecture statique avec duplexeur SAW.....	42
3.2.4	Architecture statique avec circulateur.....	46
3.2.5	Architecture statique à plusieurs boucles.....	49
3.3	Structures balancées.....	50
3.3.1	Architecture balancée à boucle simple.....	50
3.3.2	Architecture balancée avec circulateurs.....	53
3.3.3	Architecture balancée avec duplexeurs SAW.....	55
3.4	Structures balancées avec coupleurs hybrides.....	57
3.4.1	Architecture balancée avec coupleurs hybrides et duplexeurs SAW.....	62
3.4.2	Architecture balancée avec coupleurs hybrides et circulateurs.....	65
3.5	Conclusion.....	68
CHAPITRE 4	RÉSULTATS DES EXPÉRIMENTATIONS.....	69
4.1	Introduction.....	69
4.2	Préparation pour la prise de mesures.....	69
4.3	Performance des prototypes.....	70
4.3.1	Expérience 1.....	70
4.3.2	Expérience 2.....	72
4.4	Analyse des résultats expérimentaux.....	78
4.5	Planification en vue d'une réalisation MMIC.....	82
4.6	Conclusion.....	85
CONCLUSION	86
BLIBLIOGRAPHIE	88

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Avantages et inconvénients de différents types de duplexeurs..... 10
Tableau II	Performances des filtres SAW 13
Tableau III	Spécifications du duplexeur (modèle 856356) de la compagnie SawTek 23
Tableau IV	Spécifications des coupleurs directionnels..... 25
Tableau V	Spécifications de la terminaison (RFP-050060-15X50-2)..... 26
Tableau VI	Spécifications du coupleur hybride à 90 degrés utilisé (1E1304-3).... 27
Tableau VII	Spécifications de l'amplificateur 52
Tableau VIII	Avantages et inconvénients des prototypes réalisés..... 81
Tableau IX	Choix de technologies MMIC 84

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Architecture d'un système de communication CDMA..... 5
Figure 2	Schéma bloc d'un duplexeur typique..... 6
Figure 3	Réponse fréquentielle d'un filtre YIG 12
Figure 4	Structure SAW de base. 12
Figure 5	Réponse fréquentielle d'un duplexeur en technologie SAW..... 13
Figure 6	Structure du circulateur 14
Figure 7	<i>Feedforward Loop Block Diagram</i> 17
Figure 8	Principe théorique de l'amélioration de l'isolation 18
Figure 9	Précision requise pour les niveaux d'annulation 19
Figure 10	Masque du substrat utilisé pour monter le duplexeur. 23
Figure 11	Mesures du duplexeur (856356)..... 24
Figure 12	Coupleur 1H1304-10 et son masque du circuit de montage 25
Figure 13	Résultats de mesure du coupleur..... 26
Figure 14	Circuit équivalent de la diode PIN PHILIPS BAP50-03 29
Figure 15	Coefficient de réflexion présenté par la diode PIN 30
Figure 16	Schéma du circuit hybride et du masque de l'atténuateur 30
Figure 17	Variation de l'atténuation en fonction de la tension de contrôle 31
Figure 18	Variation du coefficient de réflexion présenté par une diode <i>varactor</i> 33
Figure 19	Masque du déphaseur conçu 33
Figure 20	Variation de la phase en fonction de la tension de contrôle..... 34
Figure 21	Interface des programmes d'acquisition automatique des mesures..... 35
Figure 22	Exemple de fichier maître 36
Figure 23	Modélisation de l'atténuateur variable dans le logiciel ADS 37
Figure 24	Bloc de paramètres S avec différents ports 37
Figure 25	Classification des différentes architectures proposées. 38

Figure 26	Réjection théorique avec une boucle simple.....	40
Figure 27	Isolation idéale	40
Figure 28	Schéma de l'architecture dynamique avec filtre YIG.....	41
Figure 29	Résultats de l'architecture dynamique avec filtre YIG.....	42
Figure 30	Schéma du duplexeur SAW à boucle simple.	43
Figure 31	Résultats du duplexeur SAW à boucle simple.	45
Figure 32	Équilibre fondamental de l'amplitude et de la phase.....	45
Figure 33	Impact de la variation d'impédance de l'antenne sur le duplexeur SAW muni d'une boucle simple.....	46
Figure 34	Schéma du circulateur à boucle simple.....	47
Figure 35	Résultats du circulateur à boucle simple.....	48
Figure 36	Schéma du duplexeur SAW à deux boucles	50
Figure 37	Résultats du duplexeur SAW à deux boucles	50
Figure 38	Schéma bloc de l'architecture balancée.....	51
Figure 39	Résultats de l'amplificateur ZRL-1150	53
Figure 40	Schéma du circulateur balancé.....	53
Figure 41	Résultats du circulateur balancé.....	54
Figure 42	Schéma du duplexeur SAW balancé	55
Figure 43	Résultats de simulation du duplexeur SAW balancé avec un modulateur vectoriel idéal.....	55
Figure 44	Schéma pratique du duplexeur SAW balancé.....	56
Figure 45	Résultats des mesures virtuelles du duplexeur SAW balancé.....	56
Figure 46	Variation d'impédance avec le duplexeur SAW balancé	57
Figure 47	Topologie d'un amplificateur balancé.	58
Figure 48	Topologie passive balancée.....	59
Figure 49	Duplexeurs SAW balancés avec circuits hybrides.....	62
Figure 50	Résultats des duplexeurs SAW balancés avec circuits hybrides.....	64
Figure 51	Variation d'impédance de l'antenne	64
Figure 52	Topologie du duplexeur balancé avec coupleurs hybrides et circulateurs	65

Figure 53	Résultats du circulateur balancé avec circuits hybrides.....	66
Figure 54	Duplexeurs balancés avec coupleurs hybrides, circulateurs et filtres..	67
Figure 55	Schéma du prototype 1	70
Figure 56	Résultats de mesure du filtre YIG avec une boucle d'annulations ajustée à trois fréquences différentes.....	71
Figure 57	Isolation Tx-Rx avec un signal modulé : (a) signal d'entrée au transmetteur (b) signal de sortie au récepteur	71
Figure 58	Photo du prototype de duplexeur avec topologie balancée active	72
Figure 59	Réponse en transmission du duplexeur seul et du prototype réalisé	73
Figure 60	Amélioration de l'isolation en bande étroite du duplexeur dans la zone Rx	74
Figure 61	Adaptation aux (a) port Tx et (b) port Rx	74
Figure 62	Adaptation du port de l'antenne.....	75
Figure 63	Amélioration large bande de l'isolation du duplexeur dans la zone Rx	76
Figure 64	Bruit généré par l'amplificateur au récepteur	77
Figure 65	Isolation du duplexeur (« Tx zone », bande étroite)	78
Figure 66	Filtre passe-bande LC	83
Figure 67	Ligne quart d'onde (MMIC) et coupleur hybride (MMIC).....	84

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

ADS	<i>Advanced Design System</i>
ANT	Port de l'antenne
BeO	Beryllium Oxide
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CMC	Société canadienne de microélectronique
dB	Décibel
dBm	Unité en décibel par rapport à 1 milliwatt
FREQ	Fréquence
GHz	Gigahertz
IDT	<i>Interdigital Transducer</i>
IP3	Produit d'intermodulation de troisième ordre
IP5	Produit d'intermodulation de cinquième ordre
LC	Composante construite à base d'inductances et de condensateurs
LNA	Amplificateur à faible bruit
MHz	Mégahertz
Mils	1/1000 pouce
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
ns	nano seconde ($1 \cdot 10^{-9}$)
PA	Amplificateur de puissance
RF	<i>Radio Frequency</i>
Return Loss	Pertes dues aux réflexions
ROS	Rapport d'onde stationnaire
Rx	Port du récepteur
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
Sec	Seconde

Tx	Port du transmetteur
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
YIG	<i>Yttrium Iron Garnet</i>

INTRODUCTION

Avec l'augmentation du nombre de téléphones cellulaires et la grande diversité des besoins des usagers, la communication mobile n'a jamais progressé aussi rapidement. Des milliards de dollars sont investis en recherche à chaque année pour optimiser, pour miniaturiser et pour trouver de nouvelles solutions moins coûteuses afin de combler les besoins d'un marché extrêmement prolifique. De ce fait, une grande partie des recherches est axée sur des composantes électroniques de plus en plus performantes, petites et peu coûteuses.

Considérant le besoin de miniaturiser toutes ces composantes, il est opportun de s'attarder sur celles qui présentent le plus grand volume. Une de ces composantes est le duplexeur. Le duplexeur est habituellement une composante passive fondamentale de tout téléphone cellulaire opérant en mode de duplexage des fréquences (FDD : *Frequency Division Duplexing*). Il joue le rôle d'interface entre l'émetteur, le récepteur et l'antenne. Le rôle du duplexeur est de faire passer le signal provenant du transmetteur vers l'antenne et d'acheminer le signal reçu par l'antenne vers le récepteur. Idéalement, aucune puissance ne devrait passer du transmetteur directement vers le récepteur et vice-versa. Pour ce faire, les duplexeurs utilisent des filtres analogiques dans la majorité des cas. Ainsi, depuis les vingt dernières années, les chercheurs ont surtout concentré la majorité de leurs efforts dans la découverte de nouvelles technologies de filtres et peu dans l'élaboration de différentes topologies de duplexeurs.

Ainsi, ce projet d'étude propose différentes nouvelles topologies de duplexeur. L'ajout de quelques composants contrôlés par voltage à un duplexeur fixe permet à celui-ci d'obtenir un aspect plus intelligent en améliorant significativement ses performances. L'ajout de ces composants se compare aux différentes techniques utilisées pour les amplificateurs à post compensation (*feedforward*) qui consistent à introduire une boucle d'annulation (*cancellation*) des signaux non désirés. La complexité de cette étude ne

réside pas dans la compréhension des diverses topologies mais plutôt et surtout dans l'intégration de celles-ci sous une forme réelle et efficace. Ce projet d'étude nécessitait l'utilisation du logiciel ADS de la compagnie Agilent Technologies et une bonne connaissance des différents instruments de mesure tels que l'analyseur de réseau et l'analyseur de spectre afin d'obtenir des mesures très précises. Il fut aussi nécessaire de concevoir et de fabriquer des composants de radiofréquences (RF) tels que des atténuateurs, des déphaseurs variables et des coupleurs directionnels pour valider les simulations avec la création et la caractérisation expérimentale de quelques prototypes.

Le Chapitre 1 présente le duplexeur dans un système de communication sans fil. Les caractéristiques des duplexeurs tels que la perte d'insertion, le coefficient de réflexion et l'isolation sont expliquées et élaborées afin de permettre une meilleure compréhension des chapitres ultérieurs. Les performances de différents types de duplexeurs sont aussi présentées sous une légère analyse comparative pour mettre en valeur les différentes caractéristiques de chacun d'eux.

Le Chapitre 2 présente le principe théorique proposé pour les nouvelles topologies de duplexeurs. Il inclut également la description des éléments de base qui composent ces nouvelles topologies. Les performances de chacun de ces éléments sont aussi présentées en incluant les méthodes de conception jusqu'à leurs fabrications et leurs mesures. Ce chapitre explique aussi la méthodologie utilisée pour caractériser les composants afin d'intégrer leurs résultats dans le logiciel ADS.

Le Chapitre 3 propose différentes topologies de duplexeurs. Ceux-ci sont construits à partir d'un duplexeur simple ou d'un circulateur. De nombreuses topologies sont analysées par des simulations virtuelles à l'aide du logiciel ADS afin d'en dégager les atouts et les inconvénients mais surtout les performances potentielles.

Le Chapitre 4 présente les résultats de deux prototypes fabriqués dans le but de vérifier les performances réelles par rapport aux simulations. Ce chapitre propose également certaines avenues en vue d'obtenir de solides performances avec une technologie d'intégration à petite échelle (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) utilisant des filtres LC (Filtres à base d'inductances et de condensateurs).

CHAPITRE 1

PRÉSENTATION DU DUPLEXEUR

1.1 Introduction

Ce chapitre présente le duplexeur et son rôle dans un système de communication sans fil. Les caractéristiques des duplexeurs tels que les pertes d'insertion, le coefficient de réflexion et l'isolation sont expliquées et élaborées. Les performances de différents types de duplexeurs sont aussi présentées afin de permettre une meilleure compréhension des chapitres ultérieurs.

1.2 Caractéristiques d'un duplexeur

Le duplexeur est une composante essentielle de tout système de communication sans fil qui opère en mode de duplexage de fréquence (FDD : *Frequency Division Duplexing*). Il s'agit d'une composante RF passive composée de trois ports : un de transmission, un de réception et un attaché à l'antenne. Il inclut essentiellement deux filtres passe-bande servant à isoler le port de transmission et de réception. Théoriquement, toute la puissance d'un signal provenant du port du transmetteur devrait être acheminée sans perte vers le port de l'antenne où elle sera rayonnée à la fréquence de transmission. De même, toute la puissance d'un signal reçu et provenant du port de l'antenne à la fréquence de réception devrait être acheminée sans perte vers le port de réception. Il va de soi que les fréquences de transmission et de réception sont différentes. Afin d'occuper une petite largeur de bande fréquentielle totale sur le spectre, la bande de fréquence assignée à la transmission est normalement très rapprochée de celle assignée à la réception. De ce fait, l'utilisation du spectre électromagnétique devient plus efficace. Cependant, il est nécessaire de maintenir une grande isolation entre le transmetteur et le

récepteur afin d'éviter que ce dernier soit saturé et désensibilisé par la fuite du signal de transmission. De cela découle l'importance de concevoir le duplexeur avec des filtres ayant une très grande réjection.

Aujourd'hui, la plupart des cellulaires ont un fonctionnement bimodal et la tendance se tourne vers les systèmes « trimodaux ». La figure 1 montre un exemple de l'architecture d'un téléphone portable multimodes pour la norme UMTS-WCDMA. On remarque que chaque mode requière un duplexeur : un pour chacune des deux bandes de fréquences. Une telle pratique nécessite aussi des duplexeurs de petites tailles et de faibles coûts de production.

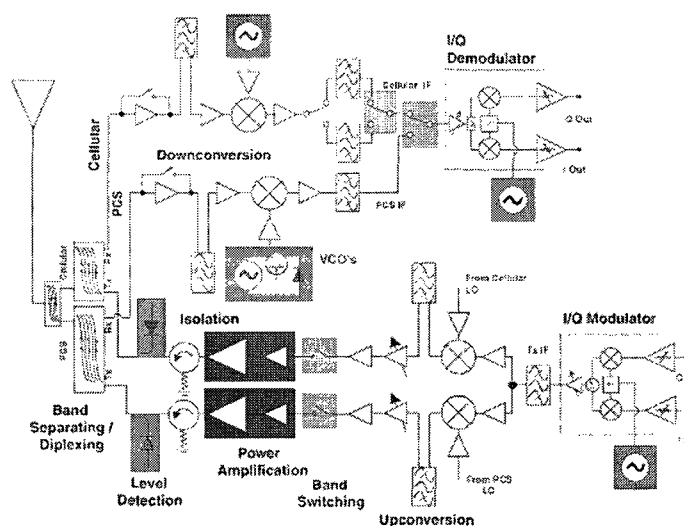


Figure 1 Architecture d'un système de communication CDMA

Sous une forme très élémentaire, le duplexeur peut ressembler à celui de la figure 2 mais la conception de celui-ci est quelque peu différente dans la mesure où il est nécessaire d'ajouter un circuit d'adaptation entre les deux filtres et l'antenne afin d'obtenir des performances adéquates au niveau des pertes d'insertion et des adaptations des ports.

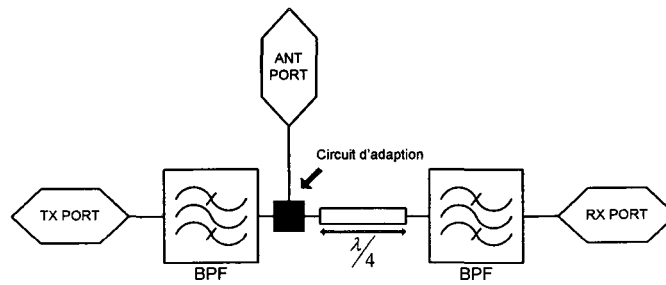


Figure 2 Schéma bloc d'un duplexeur typique

L'équation 1.1 présente les paramètres S d'un duplexeur idéal. Les indices 1, 2 et 3 représentent respectivement le port du transmetteur (TX), le port de l'antenne (ANT) et le port du récepteur (RX).

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Un duplexeur idéal possède :

- des ports d'entrées et de sorties ayant une adaptation parfaite (*Return Loss* de $-\infty$ dB pour S_{11} , S_{22} et S_{33});
- une transmission sans perte entre le port TX et le port ANT (pertes d'insertion nulles entre les ports 1 et 2, $S_{21} = S_{12} = 0$ dB);
- une transmission sans perte entre le port ANT et le port RX (pertes d'insertion nulles entre les ports 2 et 3, $S_{23} = S_{32} = 0$ dB);
- une isolation idéale entre le port TX et le port RX (transmission nulle entre les ports 1 et 3, $S_{13} = S_{31} = -\infty$ dB).

1.2.1 Perte d'insertion

La perte d'insertion est l'une des caractéristiques principales d'un duplexeur. Comme son nom l'indique, elle est une perte, une dissipation d'énergie transportée, par l'insertion du composant en cause. Les équipements destinés à assurer la mesure de cette quantité (wattmètre ou contrôleur scalaire) procèdent par comparaison entre l'énergie injectée à l'entrée et l'énergie disponible à la sortie. Si P_{out} est la puissance injectée à l'entrée d'un composant, et si P_{disp} est la puissance restante à la sortie du composant, la perte d'insertion, symbolisée par PI et exprimé en dB, est donnée par la relation :

$$PI_{(dB)} = 10 \log(P_{disp} / P_{out})$$

1.2.2 Coefficient de réflexion

On qualifie la désadaptation d'impédance par le coefficient de réflexion en tension, symbolisé par la lettre gamma, qui correspond au rapport entre la tension réfléchie et la tension incidente : $\Gamma_v = V_r / V_i$. Il peut aussi s'exprimer en fonction de la puissance $\Gamma_v = \sqrt{(P_r / P_i)}$ où P_r et P_i désignent respectivement les puissances réfléchies et incidentes. Ce coefficient est souvent exprimé en dB : $\Gamma_{(dB)} = 20 \log \Gamma_v$ et appelé *Return Loss* (pertes de retour ou pertes par réflexion). Le *Return Loss*, dénoté par les lettres RL, est un indicateur du niveau d'adaptation par rapport à une impédance idéale désirée et est donné par :

$$RL = -10 \log P_i / P_r$$

Une autre façon d'exprimer le coefficient de réflexion consiste à déterminer le rapport d'onde stationnaire, ROS ou VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), les ROS en abrégé, dont la valeur est comprise entre 0 et ∞ . Si V_i et V_r représentent respectivement la

tension incidente et la tension réfléchi, par définition, le ROS est donné par la relation suivante :

$$ROS = |V|_{\max} / |V|_{\min}$$

Le ROS peut aussi être exprimé en fonction du coefficient de réflexion par :

$$ROS = (1 + |\Gamma_v|) / (1 - |\Gamma_v|)$$

Si le ROS est utilisé pour spécifier le niveau d'adaptation, les ordres de grandeur potentiels et leur interprétation sont comme suit :

ROS=1.05	Très bon
ROS=1.20	Acceptable
ROS=2.00 et plus	Mauvais

La notation de ROS est très répandue dans l'industrie mais elle est un peu plus difficile à interpréter que la mesure du *Return Loss* qui est directement un rapport entre la puissance incidente et la puissance réfléchi.

1.2.3 Isolation et autres caractéristiques

L'isolation d'un duplexeur définit sa capacité de rejeter la fréquence du transmetteur au port de réception et de rejeter la fréquence de la réception au port du transmetteur. Plus ces filtres auront la capacité de rejeter toutes les fréquences indésirables, meilleure sera alors l'isolation. Le résultat d'une meilleure isolation se traduira par une meilleure sensibilité à la réception donc par une qualité de transmission et de réception accrue : un meilleur rapport signal bruit (SNR) et par conséquent une faible probabilité d'erreur (BER). Ce projet se concentrera surtout sur l'amélioration de cette caractéristique

(l'isolation) par l'intermédiaire de diverses techniques et par l'ajout de composants autour d'un duplexeur simple ou d'un circulateur.

Le délai de groupe est la mesure de linéarité de la phase. C'est le temps en secondes que prend un signal pour se propager de l'entrée d'un composant jusqu'à sa sortie. Ce délai est défini comme étant la dérivée de la phase par rapport à la fréquence. Une phase linéaire entraînera un délai de groupe constant. Le délai de groupe est une des caractéristiques qui sera un facteur déterminant sur les performances des nouvelles topologies du duplexeur limitant la largeur de bande.

La puissance maximale est la valeur moyenne de puissance en watt à partir de laquelle les performances du filtre se détériorent. Cette valeur dépend de la technologie utilisée pour réaliser le duplexeur. Pour certaines technologies, le haut niveau de puissance provoque la destruction des filtres ce qui se traduit par une mauvaise réponse en fréquence et par des pertes d'insertion accrues. La majorité des terminaux portables dans les systèmes de communication sans fil utilisent des puissances faibles à modérées. Ceci n'est pas le cas pour les stations de base qui doivent opérer à des puissances plus élevées pour couvrir un plus grand territoire. La majorité de ces puissances utilisées ne sont pas problématiques en soi mais elles doivent être prises en considération lors de la conception.

1.3 Performances de divers duplexeurs

La fonction de duplexage peut être assurée par une paire de filtres ou un circulateur. Le circulateur est un circuit à base de matériaux anisotropes et opère sur le principe de non-réciprocité de transmission entre ses ports. Les duplexeurs à base de filtres peuvent être réalisés de plusieurs façons, telles que l'utilisation de composants LC, de cavités, de composants YIG (*Yttrium Iron Garnet*), de guide d'ondes ou de composants SAW (*Surface Acoustic Wave*). Chacun de ces filtres possède des avantages et des

inconvenients. Le Tableau I dresse une liste des différents types de duplexeurs et présente les avantages et les inconvenients de chacun.

Tableau I
Avantages et inconvenients de différents types de duplexeurs

Duplexeur à base de:	Avantages	Inconvenients
Circulateurs	Faible perte d'insertion Grande largeur de bande	Isolation plutôt modeste Prix modeste
Filtres LC	Phase linéaire Faible perte d'insertion Conception difficile	Réjection modeste
Filtres à cavités	Bonne réjection Phase linéaire Faible perte d'insertion Capacité de grande puissance	Volume Ajustement mécanique
Filtres YIG	Bonne réjection Grande perte d'insertion Dynamique	Phase non linéaire Nécessite une alimentation très stable Prix dispendieux Volume
Filtres en guide d'ondes	Bonne réjection	Hautes fréquences seulement Dispendieux
Filtre en technologie SAW	Très forte réjection Taille miniaturisée Non dispendieux	Phase non linéaire Perte par insertion plutôt modeste

Considérant que ce projet utilise trois types de duplexeur, soit celui à base de filtres YIG, à base de filtres SAW et à base de circulateurs, les caractéristiques de ces filtres seront donc discutées plus en détail dans les sections suivantes.

1.3.1 Duplexeur à base de filtres YIG

Les duplexeurs à base de filtres YIG (*Yttrium-Iron-Garnet*) utilisent dans la majorité du temps deux filtres YIG passe-bande. Certains modèles de duplexeurs utilisent des filtres coupe-bande. Le fonctionnement de ces filtres est lié aux propriétés électromagnétiques anisotropes des cristaux YIG, un matériau ferromagnétique [8]. Ils possèdent une réjection bien supérieure aux filtres LC. Grâce à un système d'alimentation externe, le champ magnétique appliqué à ces filtres peut être ajusté de sorte à balayer leurs réponses fréquentielles sur une large plage de fréquences. Par contre, étant un système actif, ils possèdent un défaut majeur en étant très sensibles à la variation de température, c'est pourquoi le système de contrôle d'un filtre YIG renferme un petit circuit de chauffage afin de le maintenir toujours à la même température. Les applications de haute puissance ne doivent pas privilégier l'utilisation de ces types de filtres. L'utilisation d'une forte puissance de signal entraîne la saturation des filtres donc une grande dégradation des performances de la réponse en fréquence. La figure 3 présente la réponse fréquentielle en amplitude et en phase d'un filtre YIG typique. Il faut noter la variation de phase de ce filtre car cette variation sera un facteur déterminant pour les nouvelles topologies de duplexeur présentées dans les chapitres suivants.

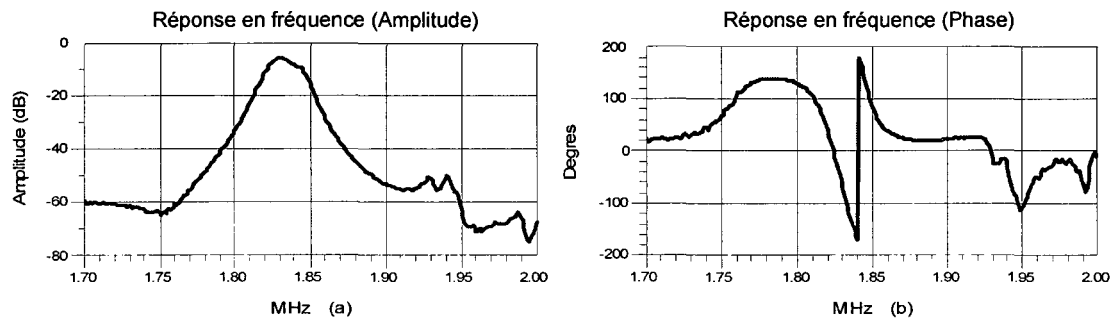


Figure 3 Réponse fréquentielle d'un filtre YIG

1.3.2 Duplexeur à base de filtres SAW

Les duplexeurs en technologie SAW sont composés de deux filtres passe-bande. Ces filtres sont des composants passifs sans aucune alimentation contrairement aux filtres YIG. Le filtre SAW le plus simple, illustré à la figure 4, consiste en deux *transducers* interdigitaux sur un substrat piézoélectrique construit en insérant une mince structure métallique dont le patron détermine la réponse en fréquence. La base est une plaque de matériau cristallin comme le quartz. Le terme piézoélectrique est employé ici pour décrire le mécanisme de couplage des champs électrique et mécanique.

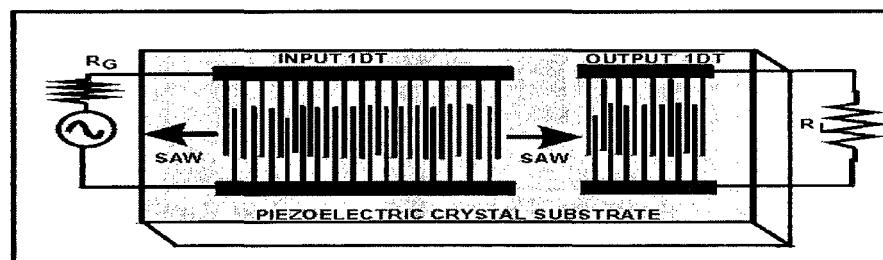


Figure 4 Structure SAW de base

Il existe différentes méthodes de fabrication des filtres SAW passe-bande. Chacune de ces méthodes offre différents avantages et inconvénients relatifs aux pertes d'insertion,

au facteur de forme, à la taille très réduite ou encore aux possibilités de fonctionnement à plus haute fréquence. Le Tableau II compare les performances de différents filtres SAW en utilisant divers procédés de fabrication selon la compagnie COM DEV SAW.

Tableau II
Performance des filtres SAW

Type	Matériel	Fréquence centrale (MHz)	Perte (dB)	Bande passante (MHz)	Réjection	Variation de l'amplitude	Facteur de forme
Transversal	Any	30-1500	15-30	< 20 %	< 60 dB	0.1 dB	1.1:1
SPUDT	Quartz	30-1000	5-10	< 2 %	< 45 dB	0.5 dB	2:1
TCR	Quartz	50-400	1-2	< 0.2 %	< 40 dB	1 dB	3:1
LCR	LiTaO ₃	20-2000	>2	< 3 %	< 40 dB	1 dB	3:1
IEF	LiTaO ₃ Or LiNbO ₃	800-3000	1-3	2-5 %	< 40 dB	2 dB	2:1

La figure 5 illustre la réponse fréquentielle en amplitude et en phase d'un filtre typique en technologie SAW. Comme il a été mentionné plus tôt avec les filtres YIG, la phase subit une grande variation à l'intérieur de la bande passante. Cette non-linéarité de phase limitera les performances des topologies de duplexeur présentées aux chapitres subséquents.

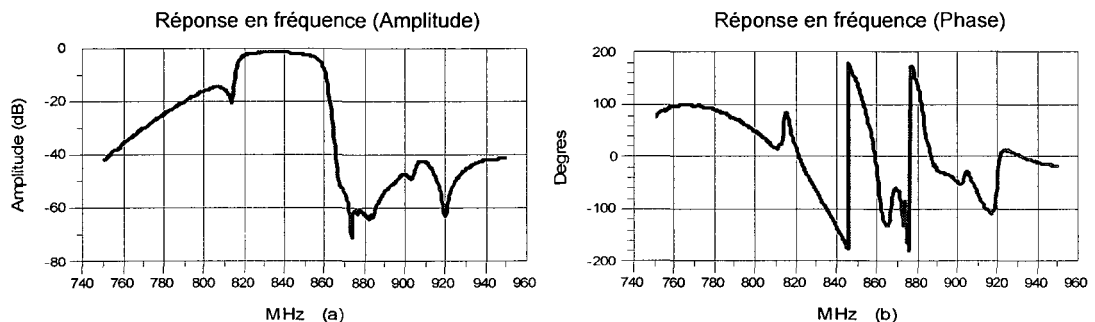


Figure 5 Réponse fréquentielle d'un duplexeur en technologie SAW

1.3.3 Duplexeur à base de circulateur

Le circulateur est un composant à trois ports qui peut être utilisé comme un duplexeur. Contrairement au duplexeur YIG et SAW, le circulateur n'utilise pas de filtres passe-bande mais plutôt une ferrite. Comme dans le cas des filtres YIG, le fonctionnement des circulateurs repose sur les propriétés électromagnétiques des matériaux utilisés, notamment les ferrites [9]. Cependant, contrairement aux filtres YIG, les circulateurs sont des circuits non-réciproques. La figure 6 illustre la topologie d'un circulateur et l'équation 1.2 présente les paramètres S d'un circulateur idéal. Comme le montre cette figure, le circulateur transmet les signaux de sorte à ce que toute la puissance en provenance du transmetteur soit acheminée à l'antenne et toute la puissance reçue par l'antenne soit acheminée au récepteur. Comme les autres duplexeurs, le circulateur possède ses limites d'isolation entre le transmetteur et le récepteur. La plupart des circulateurs donnent de modestes caractéristiques d'isolation d'environ 15 à 20 dB. Leurs grands avantages, cependant, résident dans le fait qu'ils peuvent tolérer de très fortes puissances par rapport au duplexeur SAW et au duplexeur à base de filtres YIG. Ils possèdent également de faibles pertes d'insertion, en général d'environ 0.3 dB et moins dans la plupart des cas. En plus, les circulateurs peuvent couvrir des largeurs de bandes relativement grandes, ce qui les rend attrayants pour les applications à fréquences de transmission et/ou de réception variables.

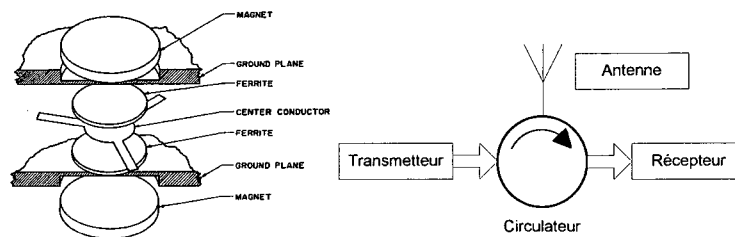


Figure 6 Structure du circulateur

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Les circulateurs avec une jonction en Y sont construits avec des guides d'ondes rectangulaires ou avec des lignes tri-plaques. Ces dernières (tri-plaques) fonctionnent généralement à des fréquences VHF bien loin de celles des circulateurs à base de guide d'ondes. Dans les deux versions, un élément de ferrite est placé au centre de trois jonctions symétriques distancées de 120 degrés. Il faut noter que les circulateurs sont souvent utilisés comme des isolateurs : ils servent à découpler les différents étages d'amplifications placés entre un générateur et une charge.

1.4 Conclusion

Ainsi, le chapitre 1 comporte la présentation du rôle d'un duplexeur dans un système de communication sans fil. Les caractéristiques des duplexeurs tels que la perte d'insertion, le coefficient de réflexion et, l'isolation ont été expliquées et élaborées dans ce chapitre pour faciliter une meilleure compréhension des chapitres ultérieurs. Les performances de différents types de duplexeurs ont été présentées avec une légère analyse comparative pour souligner les différentes caractéristiques de chacun d'entre eux.

CHAPITRE 2

BOUCLE DE « CANCELLATION »

2.1 Introduction

Ce chapitre présente le principe théorique proposé pour les nouvelles topologies de duplexeurs. Il inclut également la description des éléments de base qui composent ces nouvelles topologies. Les performances de chacun de ces éléments sont aussi présentées en incluant les méthodes de conception, de fabrication et de mesure. Ce chapitre explique aussi la méthodologie utilisée pour intégrer les résultats des caractérisations des composants dans le logiciel ADS afin de réaliser un laboratoire virtuel qui permettrait d'explorer différentes configurations sans avoir à les monter physiquement et à les mesurer.

2.2 Principe théorique

Durant les dernières années, les modulations numériques sont devenues progressivement plus complexes, nécessitant des systèmes de radiofréquences plus performants. Un des paramètres clés pour ces systèmes est le niveau du bruit provenant des non-linéarités, ou d'autres sources, générées par le transmetteur dans la bande du récepteur. Dans ce contexte, l'isolation des duplexeurs doit pour sa part, être de plus en plus élevée. L'utilisation de la technique d'annulation des signaux permettrait d'augmenter significativement cette isolation et ainsi d'améliorer la performance du système.

La technique d'annulation des signaux est grandement utilisée avec les amplificateurs linéaires à post-compensation (*feedforward*) [7]. Elle permet, dans ce contexte, de réduire les distorsions générées par les amplificateurs (IP3, IP5) de sorte que ces

amplificateurs deviennent linéaires. Le principe de cette technique est illustré à la figure 7 où les signaux traversant les deux branches subissent le même niveau d'atténuation mais avec des phases opposées. Le délai entre les deux branches doit être égal afin d'assurer que l'annulation se fasse sur une large bande. Cette technique permet d'annuler aussi bien les signaux que le bruit.

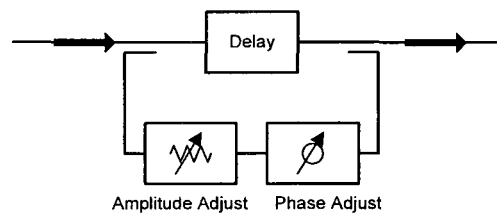


Figure 7 *Feedforward Loop Block Diagram*

Dans le cadre de ce projet, on propose de greffer une boucle d'annulation, telle que celle décrite ci-haut, à un duplexeur simple afin de minimiser le bruit au récepteur provenant du transmetteur et ce, en augmentant l'isolation entre le port du transmetteur et celui du récepteur. Considérant que le duplexeur ne possède pas une isolation idéale, une partie du signal du transmetteur se retrouve au récepteur avec une faible amplitude et une phase donnée. Cependant, même cette faible amplitude est encore suffisamment grande pour engendrer des problèmes de réception. La boucle d'annulation sert donc à réduire, voire à éliminer cette fuite de signal. La figure 8 illustre le principe d'opération du duplexeur muni d'une boucle d'annulation.

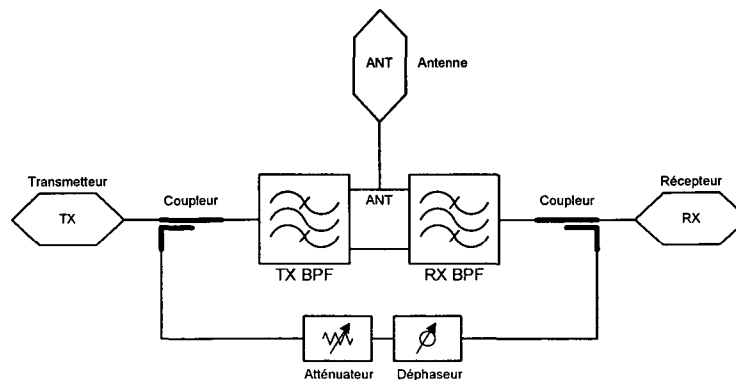


Figure 8 Principe théorique de l'amélioration de l'isolation

Telle que montrée à la figure 8, la boucle d'annulation est composée d'un premier coupleur directionnel, qui prend un échantillon du signal à la sortie du transmetteur. Ce signal échantillonné passe ensuite dans un modulateur vectoriel afin d'ajuster son amplitude et sa phase. Le signal ainsi modulé, de sorte à avoir la même amplitude mais une phase opposée au signal qui fuit à travers le duplexeur, est par la suite injecté au récepteur par l'intermédiaire d'un second coupleur directionnel. De cette façon, la fuite est réduite et l'isolation entre le transmetteur et le récepteur est améliorée. Cependant, le niveau d'annulation atteignable dépend du niveau d'équilibre entre les deux chemins formant la boucle. L'équation (2.1) permet de quantifier le niveau de suppression qui peut être réalisé en fonction du déséquilibre entre les deux chemins. Ce niveau de suppression détermine le niveau d'isolation supplémentaire qui peut être ajouté à un duplexeur avec une boucle secondaire.

$$R(dB) = 10 \cdot \log \left(\left(10^{\frac{\Delta A(dB)}{10}} + 1 - 2 \cdot 10^{\frac{\Delta A(dB)}{20}} \cdot \cos(\phi) \right) \right) \quad (2.1)$$

où ΔA est la différence d'amplitude entre les deux signaux en dB, $R(dB)$ est le niveau de suppression en dB et ϕ est la différence de phase entre les deux signaux exprimée en degré.

La figure 9 présente les niveaux d'annulation réalisables en fonction de la différence d'amplitude et de phase. Il est facile de constater sur les graphiques de cette figure que l'obtention d'une annulation élevée nécessite une grande précision tant au niveau de l'amplitude que de la phase. Par exemple, pour atteindre une suppression de 25 dB, il faut que la différence d'amplitude soit d'au moins 0.37 dB et que la différence de phase ne dépasse pas deux degrés entre les deux signaux. L'obtention d'une suppression de 80 dB et plus pour un duplexeur serait particulièrement intéressant mais, en pratique, cela exige des précisions extrêmement difficiles sinon impossibles à atteindre.

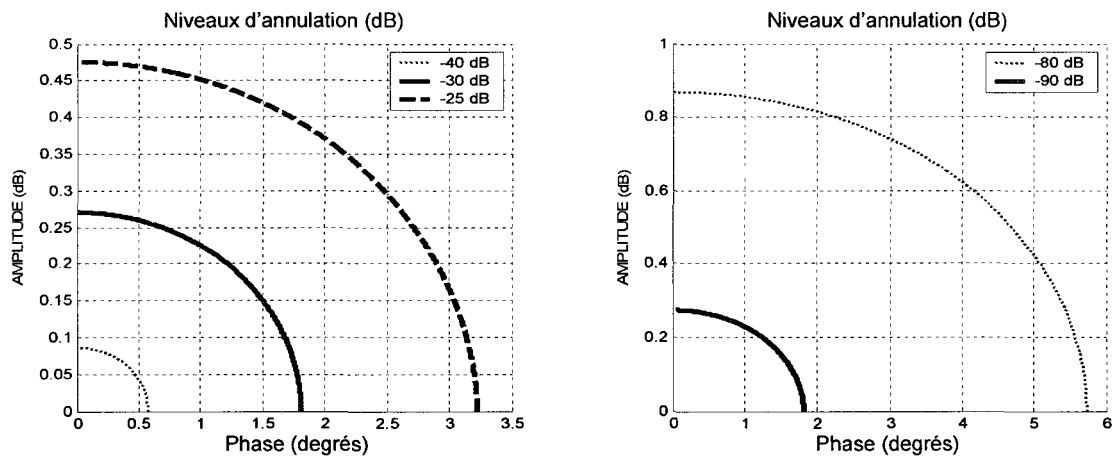


Figure 9 Précision requise pour les niveaux d'annulation

Idéalement, pour obtenir une suppression parfaite, il faut satisfaire les deux conditions suivantes :

- les amplitudes doivent être égales;
- le déphasage doit être de 180 degrés entre les deux signaux.

En pratique, on peut se rapprocher de ces conditions pour une seule fréquence ou une largeur de bande relativement étroite. Pour que l'annulation des signaux s'étale sur une plus grande largeur de bande, il faut en plus satisfaire une troisième condition : les délais de groupe des deux chemins doivent être égaux. Par conséquent, il y aura une annulation

parfaite si les deux signaux ont le même délai de groupe. À l'opposé, lorsqu'il y a une différence de délai, il y aura alors une diminution marquée de la largeur de bande associée à l'augmentation de l'isolation. Pour quantifier cet effet, on considère l'amplitude à la sortie pour un signal d'entrée normalisé avec une différence $\Delta\tau$ de délai entre les deux chemins qui est donnée par :

$$V_{out} = 2 * \cos(\Delta\omega * \Delta\tau + \pi/2) \quad (2.2)$$

Ainsi pour une augmentation d'isolation de 30 dB sur une largeur de bande de 25 MHz, il faut maintenir une différence de délai de moins de 400 picosecondes entre les deux chemins.

D'après la discussion qui précède, le principe d'augmenter l'isolation d'un duplexeur standard muni d'une boucle d'annulation est faisable sur le plan théorique. Cependant, pour étudier la faisabilité pratique d'une telle solution et le niveau de performance atteignable, il faut examiner les performances réelles des composantes à utiliser et les interactions entre elles. Cette étude est présentée dans la section suivante où toute l'attention est portée sur les différentes composantes, leurs conceptions et leurs performances.

2.3 Composantes fondamentales

Les quatre composantes nécessaires pour implanter la solution proposée sont : un duplexeur, deux coupleurs directionnels, un atténuateur variable et un déphaseur variable. Dans l'éventualité où ce nouveau type de duplexeur (nouvelle topologie) se retrouverait sur le marché, il est bien clair qu'il n'y aurait pas d'atténuateur et de déphaseur variables mais plutôt un circuit fixe d'atténuateur et un circuit de déphasage calculés au préalable pour obtenir l'amplitude et la phase nécessaires.

La méthodologie de conception de la nouvelle topologie repose sur l'utilisation de composants facilement intégrables, pour les coupleurs et le duplexeur de base, et la conception à l'aide du logiciel de conception ADS (*Advanced Design System*). Une fois conçus et réalisés individuellement, les résultats de mesure sont utilisés pour créer un laboratoire virtuel tel que discuté à la section 2.4. Considérant la grande précision requise des différentes composantes, celles-ci ont été placées dans des boîtiers en aluminium conçus spécialement pour chacune d'entre elles par le logiciel Solidworks. Le blindage de ces composantes est absolument nécessaire afin d'éliminer les variations potentielles dues à la présence de corps (objets métalliques) à proximité. La fabrication de ces boîtiers a été réalisée à l'École de technologie supérieure au Département de génie de la production automatisée.

De plus, en vue d'obtenir des circuits les plus petits possibles et de respecter un budget modeste, le substrat de la compagnie TACONIC a été choisi pour réaliser les différents circuits. Ce substrat laminé en céramique organique (CER-10-0250-CH/CH-12x18) possède une constante diélectrique de 9.5, ce qui permet de réduire la grandeur des lignes de transmission utilisées dans les différents circuits. Enfin, les circuits réalisés ont tous été fabriqués à l'École de technologie supérieure sur une graveuse assistée par ordinateur de la compagnie LPKF. Malgré sa précision limitée, cette machine n'a pas mis en péril les performances des circuits conçus. Cependant, la mise à la terre de certaines surfaces de masse dans les composants par l'intermédiaire des trous « vias » s'est avérée une tâche plus délicate. On a dû avoir recours à des méthodes plutôt longues et laborieuses pour enfin atteindre d'assez bonnes performances.

Pour chacune des composantes qui suivent, les procédures de fabrication seront élaborées en commençant par la simple conception jusqu'à la réalisation physique.

2.3.1 Duplexeur

La composante de base de la nouvelle architecture est le duplexeur. Le choix du duplexeur dépend des conditions recherchées pour un système de communication. Ces systèmes miseront sur un compromis entre une faible perte d'insertion et une grande réjection des filtres. Le duplexeur (modèle 856356) de la compagnie SawTek, une division de Triquint Inc., a été choisi pour ses très bonnes performances et son facteur de mise en forme très réduit. C'est un duplexeur *surface-mount* à base de filtres en technologie SAW dont les spécifications électriques sont résumées dans le Tableau III de la page suivante. On peut noter en particulier son niveau d'isolation minimale qui est de l'ordre de 50 dB.

Pour ce duplexeur, il fallait réaliser un circuit imprimé et un boîtier pour l'enfermer. L'utilisation de ligne coplanaire au lieu de lignes *microstrip* sur le circuit imprimé fut un facteur déterminant afin d'obtenir des performances similaires aux spécifications du manufacturier. Le masque du substrat réalisé est illustré à la figure 10. Il y a lieu de mentionner qu'un circuit avec des lignes *microstrip* fut préalablement fabriqué mais les résultats de celui-ci furent loin des spécifications au niveau de l'isolation.

Tableau III
Spécifications du duplexeur (modèle 856356) de la compagnie SawTek

Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Unit
Tx-Ant Specification				
Center Frequency	-	836.5	-	MHz
Maximum Insertion Loss 824 – 849 MHz	-	1.9	2.3	dB
Amplitude Ripple 824 – 849 MHz	-	0.5	0.7	dB
Absolute Attenuation 869 – 894 MHz	45	50	-	dB
1050 – 1100 MHz	20	24	-	dB
1250 – 1325 MHz	14	18	-	dB
Second Harmonic Attenuation 1648 – 1698 MHz	7	10	-	dB
Third Harmonic Attenuation 2472 – 2547 MHz	8	12	-	dB
Return Loss at Tx Terminal 824 – 849 MHz	10	13	-	dB
Ant-Rx Specification				
Center Frequency	-	881.5	-	MHz
Maximum Insertion Loss 869 – 894 MHz	-	2.3	3.0	dB
Amplitude Ripple 869 – 894 MHz	-	0.6	1.2	dB
Absolute Attenuation 779 – 804 MHz	34	38	-	dB
824 – 849 MHz	52	56	-	dB
1039 – 1065 MHz	30	38	-	dB
1100 – 1270 MHz	36	42	-	dB
1648 – 1698 MHz	35	42	-	dB
2472 – 2547 MHz	25	35	-	dB
Return Loss at Rx Terminal 869 – 894 MHz	9	12	-	dB
Tx-Rx Specification				
Tx to Rx Isolation 824 – 849 MHz	55	60	-	dB
869 – 894 MHz	45	50	-	dB

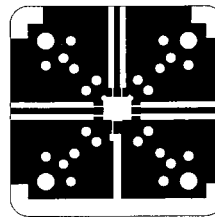


Figure 10 Masque du substrat utilisé pour monter le duplexeur

Le circuit du duplexeur a été caractérisé à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel 8722ES de la compagnie Agilent Technologies. La figure 11 présente les mesures obtenues. Celles-ci sont comparables aux données du manufacturier. Il faut noter que la réponse en phase de l'isolation (port du transmetteur vers le récepteur) présente une

déformation accrue qui sera un facteur problématique limitant les performances des nouvelles topologies de duplexeur affectant grandement la largeur de bande d'annulation.

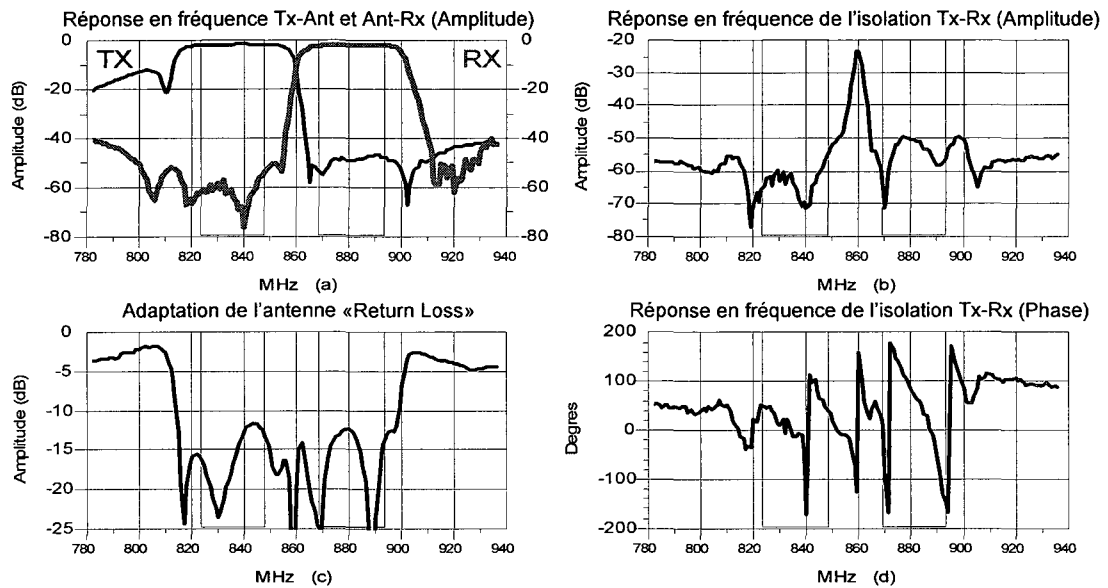


Figure 11 Mesures du duplexeur (856356)

2.3.2 Coupleurs directionnels

Les coupleurs directionnels sont des composants passifs qui permettent d'échantillonner un signal par un certain facteur de couplage. Les pertes subies par la ligne primaire dues à un tel échantillonnage dépendent du facteur de couplage et de la perte d'insertion de la ligne primaire. Ces pertes sont de l'ordre de 0.5 dB à 1 dB. Il est essentiel de choisir un coupleur avec le moins de pertes possible car cela diminue directement la puissance transmise à l'antenne du transmetteur et la puissance disponible au récepteur en provenance de l'antenne. Le modèle 1H1304-10 de la compagnie Anaren a été choisi pour sa simplicité d'intégration (c'est une composante *surface mount*), pour ses bonnes performances et pour son faible coût. La variation en fréquence de la perte d'insertion et du facteur de couplage est le critère le plus important dont il faut tenir

compte pour obtenir les performances désirées avec la nouvelle topologie, soit une annulation sur une large bande. La figure 12 présente le coupleur directionnel ainsi que le masque du circuit imprimé.

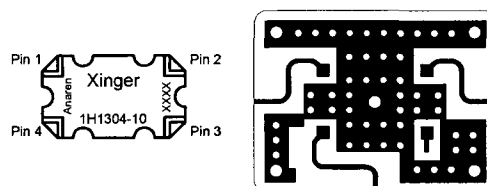


Figure 12 Coupleur 1H1304-10 et son masque du circuit de montage

Ce projet nécessite l'utilisation de deux coupleurs directionnels : le premier sert d'échantillonneur et le second d'injecteur. Ce sont des coupleurs qui peuvent tolérer de fortes puissances. Le choix du couplage de 10 dB au transmetteur et de 10 dB au récepteur n'est pas judicieux mais ce sont les valeurs retenues considérant la disponibilité des composants lors de l'expérimentation de ce projet. Des explications seront données ultérieurement dans le Chapitre 4 avec les topologies balancées pour élaborer un choix plus judicieux à prendre au niveau du facteur de couplage à choisir. Le Tableau IV présente les spécifications des coupleurs directionnels utilisés.

Tableau IV
Spécifications des coupleurs directionnels

Fréquence	Puissance maximale	Facteur de couplage
MHz	CW Watts	dB
800-1000	150	10-1.5
869-894	150	10-1.5
Perte d'insertion	VSWR	Directivité
dB	Max:1	dB
0.25	1.2	15

Étant donné que les coupleurs directionnels sont utilisés en échantillonneur et en injecteur, il est alors inutile de conserver le quatrième port de ces coupleurs. Une terminaison de haute qualité et de forte puissance est utilisée afin de terminer le port isolé avec une impédance de 50Ω . Il est important que la terminaison possède une adaptation (*Return Loss*) proche de -30 dB pour éviter de trop grandes réflexions et que l'ensemble du coupleur ait les caractéristiques similaires à celles du fabricant. Les spécifications de la terminaison sont présentées dans le Tableau V. La figure 13 présente les résultats de mesure d'un des coupleurs réalisés.

Tableau V
Spécifications de la terminaison (RFP-050060-15X50-2)

Fréquence	VSWR	Puissance maximale
MHz	Max:1	Watts
0-6000	1.1	4
Valeur de résistance	Tolérance	Matériel (Substrat)
Ohms/dB	%/dB	
50	2	BeO

Les lignes en trait foncé sont la réponse en fréquence en amplitude tandis que les lignes en trait plus pâle sont la réponse en fréquence de la phase.

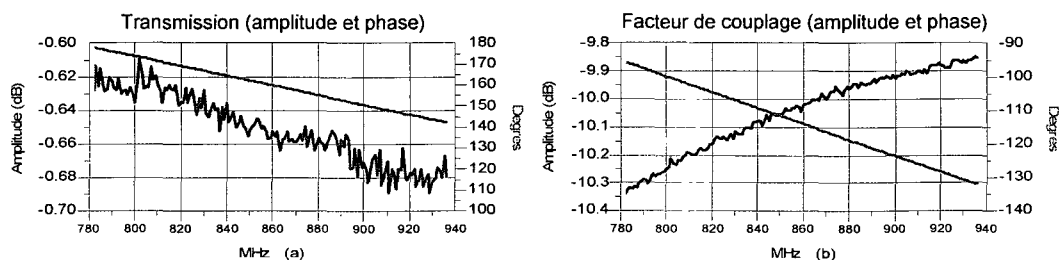


Figure 13 Résultats de mesure du coupleur

2.3.3 Atténuateur

Tel que discuté précédemment, la nouvelle topologie proposée nécessite l'utilisation d'un atténuateur variable. Cet atténuateur doit posséder des caractéristiques qui se rapprochent le plus possible de celles d'un atténuateur idéal. L'atténuateur variable idéal possède une perte d'insertion nulle lorsque la tension de contrôle est zéro. La variation de cette tension doit entraîner une atténuation constante pour toutes les fréquences. Il est très important que la variation de la tension de contrôle n'entraîne pas une variation de la phase. Autrement dit, l'atténuateur ne doit pas se comporter en déphaseur pour éviter qu'il y ait une perturbation du déphasage. Pour réaliser l'atténuateur variable, on a adopté la topologie dite réflective [9] où nous avons utilisé un coupleur hybride de 90 degrés (1E1304-3) de la compagnie Anaren et deux diodes PIN de la compagnie Philips. Un coupleur hybride de 90 degrés est caractérisé par un couplage de 3 dB et un déphasage de 90 degrés entre son port direct et son port couplé. L'équation 2.3 présente les paramètres S d'un coupleur hybride de 90 degrés idéal et le Tableau VI présente les spécifications électriques du coupleur utilisé.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Tableau VI

Spécifications du coupleur hybride à 90 degrés utilisé (1E1304-3)

Fréquence	Puissance maximale	Isolation
MHz	CW Watts	dB Min
730-960	150	22
Perte d'insertion	VSWR	Équilibre de la phase
dB	Max:l	Degrés Max
0.25	1.18	3

Le fonctionnement de ce coupleur hybride (figure 16) est comme suit : lorsqu'un signal est injecté au port 1 et que les autres ports sont adaptés, la puissance est divisée de manière égale entre les ports 2 et 3 alors qu'aucun signal ne se retrouve au port 4 qui est le port isolé. Un déphasage de 90 degrés est présent entre les signaux sortant aux ports 2 et 3. Si deux charges identiques différentes de 50Ω sont placées aux ports 2 et 3, il y a réflexion des signaux à ces ports. Les signaux réfléchis se combinent en opposition de phase au port 1, donnant une adaptation parfaite, et en phase au port 4, donnant une transmission modulée par le coefficient de réflexion Γ associé aux charges. En utilisant les paramètres S du coupleur hybride et le coefficient de réflexion Γ des charges placées aux ports 2 et 3, on peut montrer que le signal transmis vers le port 4, b_4 , en provenance du port 1, a_1 , est donné par :

$$b_4 = \underbrace{\left[(S_{21} \cdot \Gamma \cdot S_{42}) + (S_{31} \cdot \Gamma \cdot S_{43}) \right]}_{T_{41}} a_1 \quad (2.4)$$

où T_{41} est le coefficient de transmission entre ces deux ports. En utilisant les valeurs des paramètres du coupleur hybride de 90 degrés données à l'équation (2.3), on trouve :

$$T_{41} = j\Gamma \quad (2.5)$$

De même, on peut montrer que le signal réfléchi au port 1, b_1 , est nul quelle que soit la valeur d'une même charge placée au port 2 et 3.

En examinant l'équation (2.5), on observe que $|T_{41}| = |\Gamma|$ et que $jT_{41} = \frac{\pi}{2} + j\Gamma$. Ainsi, en contrôlant l'amplitude et/ou la phase de Γ , on peut contrôler le coefficient de transmission. C'est ce principe qui est utilisé pour réaliser l'atténuateur variable et, tel que décrit dans la section suivante, le déphaseur variable. Pour réaliser un atténuateur variable, il suffit d'utiliser des résistances variables identiques comme charges aux ports 2 et 3 de sorte à ce que seul $|\Gamma|$ change. Les diodes PIN peuvent jouer le rôle de résistances variables lorsqu'elles sont polarisées par une tension continue dont on fait varier la valeur. La plage d'atténuation qu'on peut obtenir dépend de la plage de variation

de $|\Gamma|$ qu'on peut atteindre. En principe, pour une grande plage de variation d'atténuation sans variation de phase, il faut que seul $|\Gamma|$ varie, c'est-à-dire que sa phase reste constante, et que cette variation soit la plus grande possible en se rapprochant le plus près du minimum ($\Gamma = 0$) et du maximum de ($\Gamma = 1$). En pratique, la charge présentée par une diode PIN n'est pas une résistance pure mais inclut une partie réactive qui varie très peu en fonction de la polarisation de la diode. Par conséquent, pour bien concevoir l'atténuateur variable, un modèle électrique de la diode est nécessaire. Le circuit équivalent de la diode PIN utilisée (PHILIPS BAP50-03) est présenté à la figure 14. Les faibles capacités présentes dans cette modélisation sont responsables de la petite variation de la phase. Parmi les différentes diodes PIN sur le marché celle-ci possédait de faibles capacités parasites. La variation de l'impédance présentée par cette diode a été simulée à l'aide du logiciel ADS et la réponse obtenue pour le coefficient de réflexion correspondant est présentée à la figure 15. Ces résultats couvrent les fréquences entre 782 et 936 MHz et une plage de variation du courant de polarisation entre 0 et 50 mA. Il faut noter l'impact des capacités parasites qui empêche le coefficient de réflexion d'atteindre un minimum de 0, ce qui limite le niveau d'atténuation maximale qui peut être atteint.

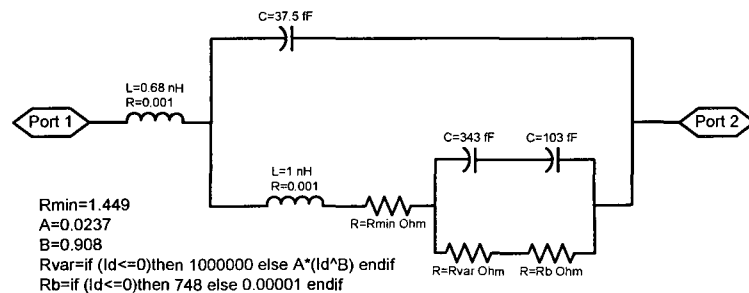


Figure 14 Circuit équivalent de la diode PIN PHILIPS BAP50-03

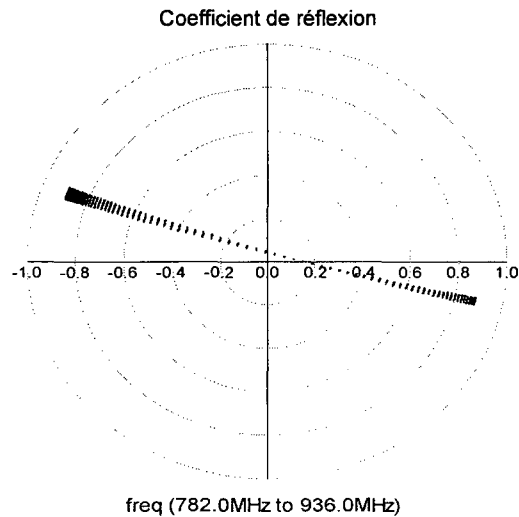


Figure 15 Coefficient de réflexion présenté par la diode PIN

Pour compléter la conception de l'atténuateur variable, le modèle de la diode PIN a été utilisé avec le coupleur hybride à 90 degrés tel qu'illustré à la figure 16. Cette figure présente aussi le masque final du circuit de l'atténuateur incluant les lignes de polarisation (lignes de haute impédance et de longueur $\lambda/4$) ainsi qu'une résistance en série placée dans le chemin de polarisation par mesure de protection de sorte à ce que lorsque la tension de contrôle dépasse 0.7 volt, cette résistance absorbe la différence de potentiel. Des condensateurs de couplage ont aussi été insérés sur le circuit imprimé afin de bloquer le voltage de contrôle sur les ports d'entrée et de sortie. Ceux-ci ne figurent pas sur le circuit imprimé de la figure 16 mais ont été ajoutés lors du montage du circuit.

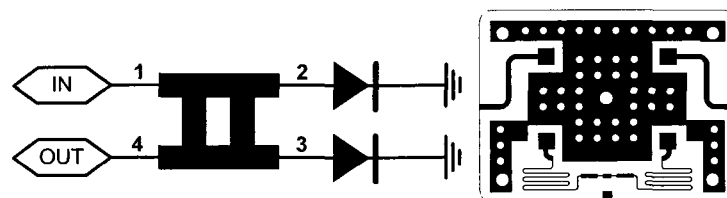


Figure 16 Schéma du circuit hybride et du masque de l'atténuateur

L'atténuateur conçu a été testé à l'aide de l'analyseur de réseaux (8722ES). Les résultats des mesures sont présentés à la figure 17. La méthodologie de la prise de mesures est expliquée dans la section 2.4 de ce même chapitre. Les résultats des mesures ont été compilés sur des graphiques à l'aide du logiciel Matlab afin de visualiser les variations de l'atténuateur en trois dimensions. L'atténuation maximale se trouve là où $|\Gamma|$ se rapproche le plus de zéro et décroît vers un minimum quand $|\Gamma|$ se rapproche de 1. Ceci signifie qu'il y a deux plages d'opération potentielles : une plage où la résistance de la diode PIN varie d'environ $0 \ \Omega$ (court-circuit) jusqu'à $50 \ \Omega$ et l'autre plage de $50 \ \Omega$ jusqu'à une valeur élevée (circuit ouvert). Les mesures de l'atténuateur ont permis de déterminer que le voltage de la frontière entre les deux plages se situe autour de 0.75V. Étant donné que l'atténuateur peut fonctionner sur deux plages différentes, nous avons choisi celle qui présente une petite variation en fréquence sur toute la bande de l'atténuateur, soit la plage de 0.8 volt à 1.6 volt. De plus, cette plage présente une moins grande sensibilité au niveau du voltage de contrôle. Lorsque le voltage de contrôle est de zéro il n'y a perte d'insertion que du coupleur hybride de 90 degrés.

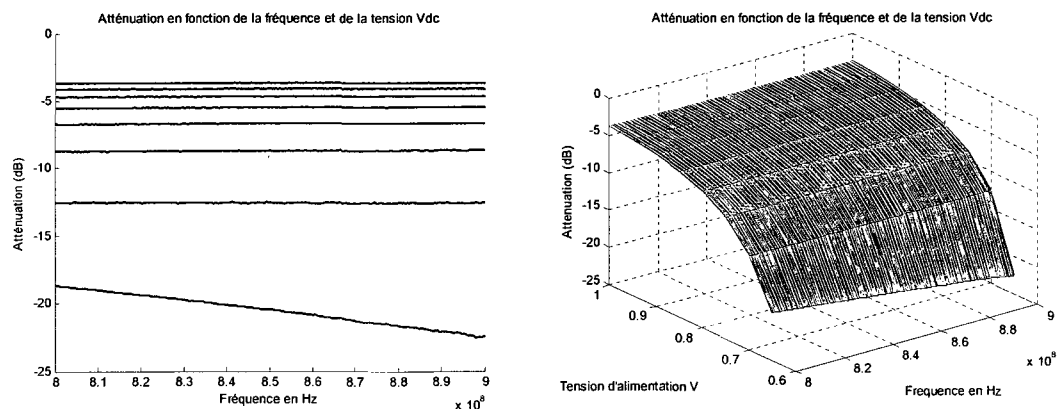


Figure 17 Variation de l'atténuation en fonction de la tension de contrôle

2.3.4 Déphaseur

Le deuxième élément de contrôle nécessaire pour réaliser la nouvelle topologie du duplexeur est le déphaseur variable. Idéalement, celui-ci devrait posséder des caractéristiques proches de celles d'un déphaseur idéal avec une perte d'insertion quasi-nulle lorsque la tension de contrôle est zéro et une plage de déphasage de 360 degrés. Le déphasage devrait être constant sur toute la plage de fréquence d'intérêt. Il est également très important que la variation de la tension de contrôle n'entraîne pas une variation d'amplitude. Comme ce fut le cas pour l'atténuateur, le déphaseur ne doit pas se comporter en atténuateur.

La topologie du déphaseur est aussi une topologie dite réflective, similaire à celle de l'atténuateur où on réutilise le même coupleur hybride avec des charges identiques placées à ces ports 2 et 3. D'après l'équation (2.5), on peut avoir une transmission totale mais déphasée, donc un comportement de déphaseur, si la charge présentée à ces ports génère une réflexion totale ($|\Gamma|=1$) avec un déphasage égal à $j\Gamma$. Les charges purement réactives permettent d'avoir ce comportement. En particulier, les diodes *varactors* se comportent principalement comme capacités variables quand elles sont polarisées par une tension continue dont on ajuste la valeur. En regardant le paramètres S11 d'une telle diode montré à la figure 18, on observe que la trajectoire obtenue en fonction de la polarisation est le long du cercle unitaire, ce qui correspond bien à une capacité variable. Cette variation n'entraîne uniquement qu'un changement de la phase et aucun changement en amplitude ne correspond à $\Gamma e^{-j\phi} = -e^{-j\phi}$. C'est la variation de ϕ avec la diode *varicap* qui engendre un déphasage observé sur le coefficient de transmission T_{41} selon l'équation (2.5). Pour notre conception du déphaseur, on a choisi deux diodes *varactors* de la compagnie Agilent Technologies. Le masque du déphaseur conçu est montré à la Figure 19.

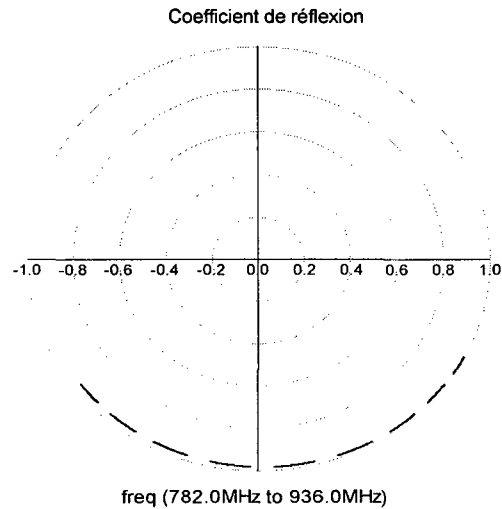


Figure 18 Variation du coefficient de réflexion présenté par une diode *varactor*

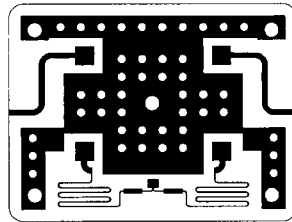


Figure 19 Masque du déphaseur conçu

Le déphaseur conçu a été testé à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel. Les résultats de mesure sont présentés à la figure 20. Le premier graphique de cette figure donne la variation du déphasage en fonction de la fréquence pour différents niveaux de polarisation tandis que le deuxième graphique donne une représentation tridimensionnelle de la variation de la phase en fonction de la tension de contrôle et de la fréquence. Ces deux graphiques permettent de démontrer que le déphaseur possède une plage d'environ 60 degrés de déphasage pour une tension de contrôle variant de 0 à 3 volts. On observe également que la phase reste relativement linéaire sur toute la bande de fréquences pour n'importe quelle tension de contrôle.

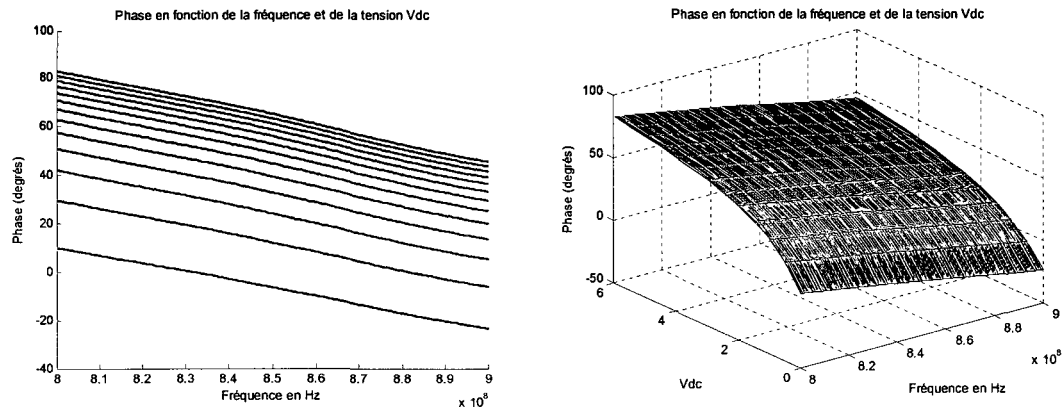


Figure 20 Variation de la phase en fonction de la tension de contrôle

2.4 Simulation par laboratoire virtuel

Afin de rendre les simulations théoriques conformes à la réalité, un laboratoire virtuel a été élaboré. Chacune des composantes a été modélisée par des mesures précises avec l'analyseur de réseaux (Agilent Technologies 8722ES). Un programme a été développé afin de mesurer automatiquement les paramètres S des différentes composantes. Ces mesures sont ensuite mises dans un format reconnu par les logiciels ADS et Matlab. Une fois les composantes mesurées individuellement, différentes configurations utilisant ces composantes peuvent être simulées par la simple interconnection de ces composantes représentées par leurs fichiers de mesure dans le logiciel de simulation. Les résultats ainsi obtenus correspondent précisément à ceux qu'on obtiendrait en réalisant un branchement physique de la configuration et en la mesurant. Ce mode de fonctionnement constitue un laboratoire virtuel qui nous permet d'explorer diverses configurations rapidement sans pour autant avoir à le faire physiquement. Les composants actifs, tels que l'atténuateur et le déphaseur, nécessitent l'utilisation d'un voltage de contrôle (E3631A, bloc d'alimentation de la compagnie Agilent Technologies). Par l'intermédiaire de câbles GPIB, le programme développé contrôle le

bloc d'alimentation et l'analyseur de réseaux simultanément. Ce programme a été conçu avec le logiciel HP-VEE (Hewlett Packard). Il y a deux versions distinctes du programme : la première version permet de mesurer les paramètres S d'un système passif à deux, trois ou quatre ports sans tension de contrôle alors que la deuxième version permet de mesurer les paramètres S d'un système à deux ports pour différents voltages. La figure 21 présente l'interface de chacune des deux versions du programme pour l'acquisition des paramètres S. La version de la figure 21a permet de mesurer un système à deux ports contrôlé par un voltage dont la valeur est entre 0 et 6 V avec un pas aussi petit que 1 mV alors que celle de la figure 21b permet de mesurer un système de deux à quatre ports.

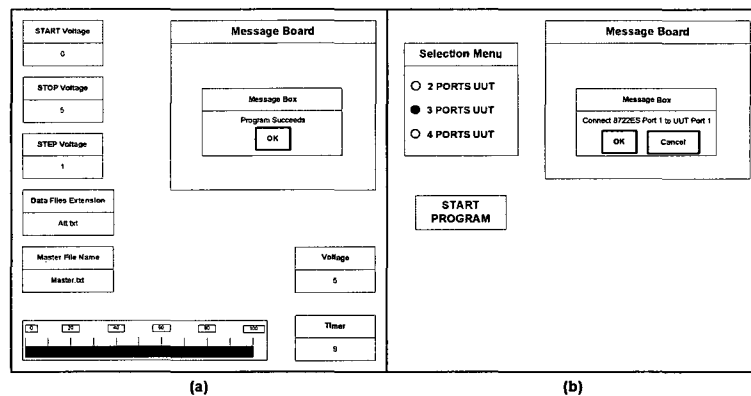


Figure 21 Interface des programmes d'acquisition automatique des mesures

Le logiciel choisi pour implanter le laboratoire virtuel est ADS. Ce logiciel peut intégrer différents formats de fichiers. Cependant, pour une meilleure visualisation, il est préférable d'utiliser le format *Touchstone* [6] qui donne les paramètres S d'un circuit en fonction de la fréquence. Quand on caractérise une composante en fonction d'une tension de contrôle, en plus de la fréquence, le programme d'acquisition génère plusieurs fichiers en format *Touchstone*, chaque fichier correspondant à une tension de contrôle. Afin de faciliter l'accès à ces données dans le laboratoire virtuel, il est nécessaire d'établir une convention de nomenclature des fichiers et un mécanisme d'indexation. Tous les noms des fichiers de données correspondant à une mesure des paramètres S pour un voltage

choisi sont placés dans un fichier maître nommé *Master* dont la structure est présentée à la figure 22. Dans cet exemple, les noms des fichiers portent le suffixe « att.txt » et ont un préfixe correspondant au voltage de contrôle appliqué. Le premier mot devant le nom du fichier représente un commentaire (% V1(mV)). Il est préférable d'utiliser des noms significatifs afin de reconnaître facilement les fichiers.

```

begin dscrdata

% V1(mV) Voltage
0V 0att.txt
1200V 1200att.txt
2400V 2400att.txt
3600V 3600att.txt
4800V 4800att.txt
6000V 6000att.txt

END dscrdata

! TIME: 9

```

Figure 22 Exemple de fichier maître

L'accès à ces fichiers dans le logiciel ADS s'effectue par l'intermédiaire de la composante *DataAccessComponent*. Lors d'une simulation, cette composante fait référence au fichier approprié en fonction d'un indice correspondant à la valeur du voltage de contrôle utilisé. Cet indice est compris entre 0 et le nombre de fichier moins un. La figure 23 illustre l'utilisation de cette approche pour modéliser un atténuateur variable. Dans le simulateur, c'est l'élément *ATT* (figure 23a qui est utilisé pour représenter l'atténuateur variable). Cet élément renferme un sous-circuit (figure 23b qui contient une composante générique *SNP1*) et le *DataAccessComponent* pour assurer que le bon fichier de mesure est utilisé pour la valeur de voltage spécifiée.

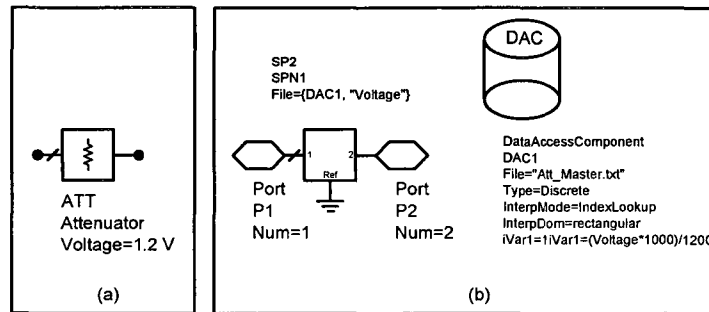


Figure 23 Modélisation de l'atténuateur variable dans le logiciel ADS

Pour les composants passifs, il suffit d'utiliser un bloc de deux, trois ou quatre ports (figure 24) et d'insérer le nom du fichier de mesure correspondant.

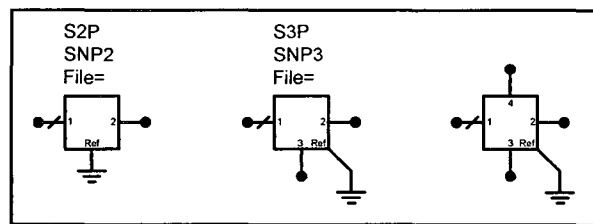


Figure 24 Bloc de paramètres S avec différents ports

2.5 Conclusion

Le Chapitre 2 présente le principe théorique proposé pour les nouvelles topologies de duplexeurs en incluant la description des éléments de base qui composent ces nouvelles topologies. Les performances de chacun de ces éléments ont été présentées ainsi que leurs méthodes de conception, de fabrication et de mesures. Ce chapitre explique aussi la méthodologie qui a été utilisée pour intégrer les résultats des caractérisations des composants dans le logiciel ADS afin de réaliser un laboratoire virtuel.

CHAPITRE 3

SIMULATIONS THÉORIQUES ET VIRTUELLES DES NOUVELLES ARCHITECTURES DE DUPLEXEURS

3.1 Introduction

Ce chapitre propose différentes topologies de duplexeurs. Chacune de ces topologies est construite avec un ou des éléments de base qui sont : soit un filtre YIG, un duplexeur avec filtres SAW ou un circulateur. Toutes ces topologies sont analysées et simulées sur le logiciel ADS afin de dégager les avantages et les inconvénients reliés à l'augmentation de l'isolation totale du système. Les simulations incorporent un mélange de mesures réelles pour certaines composantes avec des modèles idéaux pour les autres. Les topologies ou les architectures proposées se divisent en deux grandes catégories comme le démontre la figure 25 : celles ayant une structure non balancée et les autres ayant des structures balancées. Chacune de ces deux grandes catégories englobe des structures soit dynamiques, ayant des éléments variables contrôlés électroniquement, soit statiques, avec des éléments entièrement passifs.

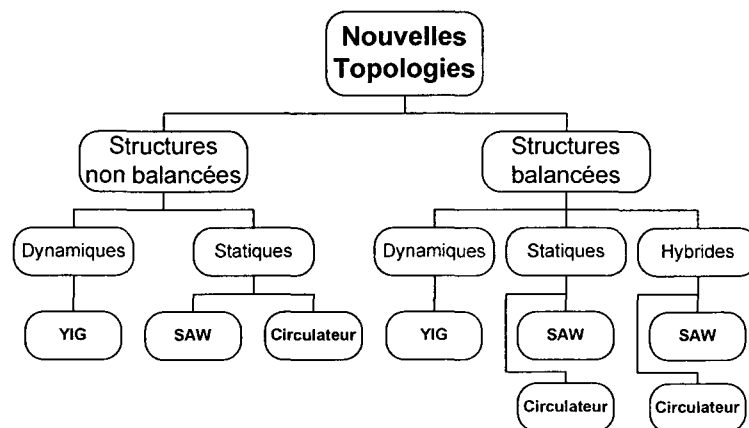


Figure 25 Classification des différentes architectures proposées

3.1.1 Impact de l'impédance de l'antenne

Toutes les simulations effectuées dans ce chapitre utilisent des ports parfaitement adaptés à 50Ω . Cependant, la réalité des systèmes de communication ne respecte pas cette condition. Dans un contexte plus réaliste, l'antenne présente une impédance variable en fréquence et dans le temps au duplexeur. Ceci provoque une réduction du transfert de puissance entre le transmetteur et l'antenne. Par exemple, l'impédance d'une antenne d'un téléphone cellulaire variera en fonction des paramètres environnementaux, de la proximité des doigts et de la tête de l'utilisateur. Il est alors essentiel que les simulations tiennent compte de cette réalité. Ces variations d'impédance ont été testées pour toutes les structures considérées et les résultats seront présentés pour quelques-unes de ces structures. Il faut aussi noter que les mauvaises adaptations influencent également la transmission des signaux entre l'antenne et le récepteur.

3.2 Structures non balancées

Les topologies avec une structure non balancée sont tout simplement issues d'une architecture de duplexeur de base auquel une boucle secondaire a été greffée pour améliorer l'isolation TX-RX. Cette boucle contient des éléments variables qui permettraient de rétablir un équilibre en amplitude et une opposition de phase entre le signal de fuite et le signal échantillonné autour d'une fréquence donnée de sorte à obtenir une augmentation de l'isolation, sans affecter les pertes d'insertion (TX-ANT et ANT-RX) ni l'adaptation des ports. La réussite d'un tel exploit permettrait de réduire le nombre de filtres nécessaires à la réception et ainsi d'augmenter le SNR ce qui se traduirait par une diminution de la probabilité d'erreur (BER).

3.2.1 Architecture à boucle simple

La simulation théorique de l'isolation peut se simplifier au schéma de la figure 26 avec une branche directe et une branche secondaire. La présence de l'atténuateur dans la branche directe joue en fait le rôle d'un filtre au récepteur avec une réponse fréquentielle large bande idéale, c'est-à-dire une réjection idéale de 50 dB sur toute la bande dans la figure.

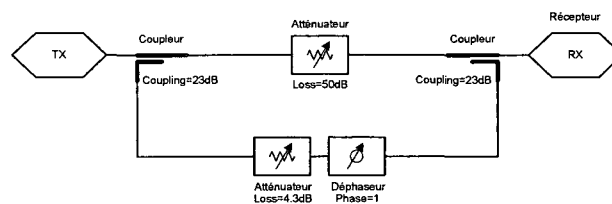


Figure 26 Réjection théorique avec une boucle simple

Les résultats de simulation de la figure 27 montrent une augmentation de l'isolation de 29.5 dB à l'aide de la boucle d'annulation. Une erreur de phase de 1 degré et une erreur d'amplitude de 0.3 dB ont été introduites volontairement dans la boucle pour démontrer l'effet de cette augmentation qui serait autrement parfaite. Une telle augmentation est possible mais difficilement atteignable en pratique sur toute la largeur de bande du système. Elle dépend spécifiquement des performances des différents éléments qui composent la branche secondaire.

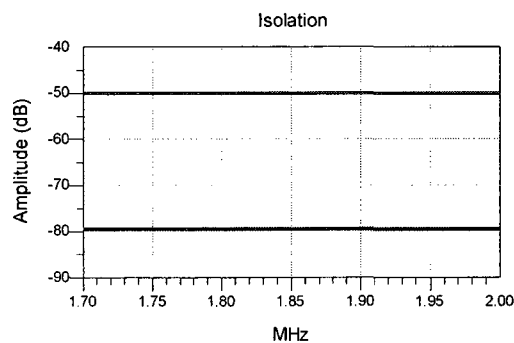


Figure 27 Isolation idéale

3.2.2 Architecture dynamique

L'utilisation d'un duplexeur dynamique avec filtres YIG permet d'agir sur une grande plage de fréquence et même d'inverser les bandes Tx et Rx dépendamment des applications potentielles. Étant donné que c'est l'amélioration de l'isolation à la fréquence de la réception qui est notre motivation principale, alors le schéma peut être simplifié comme à la figure 28, où :

- T1 : Signal Tx provenant du transmetteur;
- T2 : Signal Tx qui fuit au travers du filtre passe-bande Rx;
- T3 : Signal Tx échantillonné du transmetteur;
- T4 : Signal Tx échantillonné modulé;
- T5 : Signal Tx résiduel provenant de l'annulation des signaux T2 et T4.

Les fréquences utilisées sont similaires à la bande du PCS 1900 MHz où la bande de fréquence du transmetteur se situe entre 1930 et 1990 MHz et celle du récepteur entre 1850 à 1910 MHz. Le filtre est accordé à la fréquence du récepteur et de l'atténuateur ainsi que le déphaseur et sont ajustés de sorte à maximiser l'isolation entre TX et RX. Les résultats de simulations de cette architecture utilisant les mesures d'un filtre YIG et des composantes idéales pour les autres sont montrés à la figure 29. Le trait pâle représente la réponse en fréquence du filtre seul sans boucle et le trait fort est celui de la réponse fréquentielle Tx-Rx du système au complet, filtre et boucle secondaire.

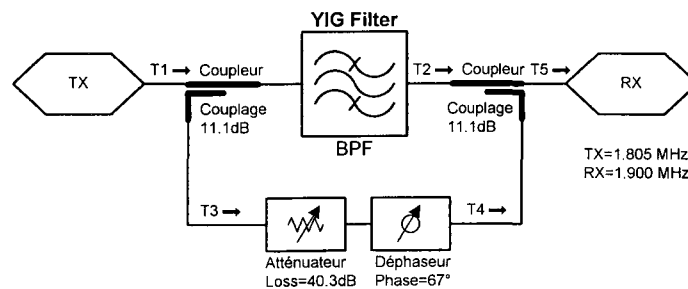


Figure 28 Schéma de l'architecture dynamique avec filtre YIG

Cette topologie est efficace pour des signaux ayant une bande passante de moins de 2 MHz. Sur une telle bande, on peut obtenir une augmentation de l'isolation d'environ 20 dB (trait foncé de la figure 29a). La figure 29b est un agrandissement de la figure 29a pour permettre de mieux visualiser cette augmentation de l'isolation. L'utilisation d'une telle structure variable est particulièrement difficile au niveau du contrôle du modulateur vectoriel afin de maintenir le niveau d'annulation désiré et de compenser les variations thermiques du filtre YIG. L'architecture de contrôle sera particulièrement complexe si on inclut, en plus du modulateur, les éléments de lecture *crystal detector*, *phase detector* et l'algorithme numérique d'asservissement pour que le système soit entièrement autonome.

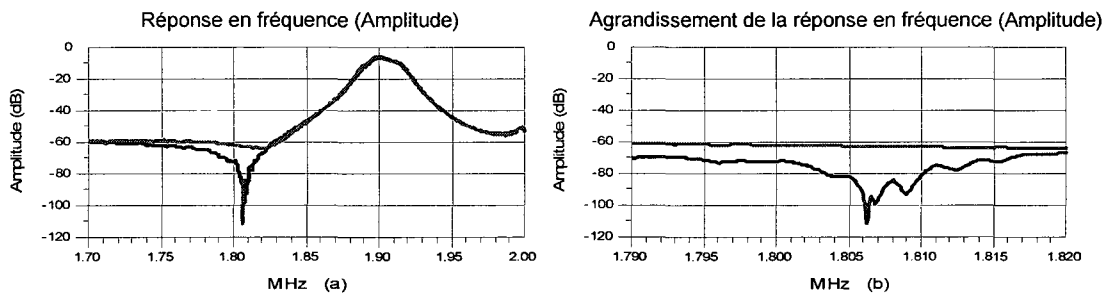


Figure 29 Résultats de l'architecture dynamique avec filtre YIG

Les principales caractéristiques de cette architecture se résument par :

- une perte d'insertion élevée due aux filtres YIG;
- une augmentation de l'isolation de 20 dB sur 2 MHz de largeur de bande;
- le modulateur doit être réajusté constamment pour maintenir ce 20 dB d'augmentation compte tenu de la variation de température (frequency drift) du filtre YIG;
- le délai de groupe n'est pas équilibré pour élargir la largeur de bande.

3.2.3 Architecture statique avec duplexeur SAW

Étant donné les limitations du filtre YIG, un duplexeur avec des filtres passe-bande passifs serait un bien meilleur candidat pour intégrer une boucle secondaire. Par contre,

puisque les filtres sont fixes et non ajustables, l'annulation des signaux doit se faire sur toute la bande du filtre RX. La figure 30 illustre la topologie de cette architecture où les différents signaux sont :

- T1 : Signal Tx provenant du transmetteur;
- T2 : Signal Tx filtré acheminé à l'antenne (légères pertes dues au filtre Tx et au coupleur directionnel);
- T3 : Signal Tx qui fuit au travers du filtre Rx;
- T4 : Signal Tx échantillonné;
- T5 : Signal Tx échantillonné modulé;
- T6 : Signal résiduel Tx reçu par le récepteur provenant de l'annulation des signaux T3 et T5;
- R1 : Signal Rx reçu à l'antenne (signal Tx réfléchi par l'antenne est aussi présent dans le signal R1);
- R2 : Signal Rx reçu à l'antenne filtré acheminé au récepteur (légères pertes dues au filtre Rx, le signal Tx réfléchi subit de grandes pertes dues au filtre Rx);
- R3 : Signal Rx reçu par le récepteur (copie intégrale du signal R2 moins les pertes d'insertion du coupleur directionnel).

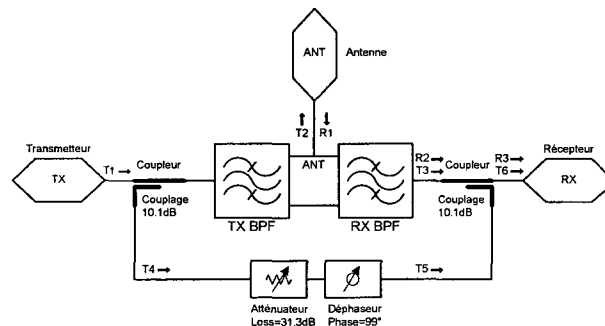


Figure 30 Schéma du duplexeur SAW à boucle simple

Cette topologie permet de faire une annulation de signaux uniquement dans une des deux bandes de fréquence : celle du transmetteur ou celle du récepteur. Il est préférable que cette annulation se retrouve dans la bande du récepteur pour éliminer le bruit potentiel provenant du transmetteur. Dans un cas où la réjection du filtre Rx serait

insuffisante, il vaudrait mieux alors placer l'annulation dans la bande de fréquence du transmetteur afin d'éviter la saturation de l'amplificateur à faible bruit au récepteur.

Pour simuler cette topologie, nous avons utilisé un duplexeur SAW pour la bande cellulaire (modèle 856356 de la compagnie SawTek) avec des coupleurs directionnels de 10 dB (modèle 1H1304-10 de la compagnie Anaren). Les résultats de mesure de ces composantes ont été combinés avec un atténuateur et un déphaseur parfaits pour construire le modèle complet dans ADS. Les résultats de simulation de ce modèle sont présentés à la figure 31 où les traces en trait faible et foncé correspondent au duplexeur SAW seulement alors que ceux en trait fort et pâle représentent le duplexeur SAW muni de la boucle d'annulation. On observe que cette topologie introduit des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5 dB aussi bien dans le chemin TX-ANT que celui de ANT-RX. On observe également qu'avec cette configuration, il est impossible d'augmenter l'isolation sur toute la bande de fréquence qui est d'environ 25 MHz (figure 31d).

Un système d'asservissement sera donc nécessaire pour contrôler adéquatement le modulateur vectoriel afin de déplacer la bande d'annulation, environ 2 MHz, à la fréquence désirée dans la bande RX. La bande étroite d'annulation obtenue s'explique par le manque d'équilibre en amplitude et, surtout, en phase entre les deux branches de la boucle comme le montre la figure 32. La figure 32a montre qu'un bon équilibre en amplitude peut être atteint sur une bande de fréquence relativement large. Cependant, l'opposition en phase nécessaire pour l'annulation n'est atteinte qu'autour d'une faible largeur de bande à cause de la différence des délais de groupe des deux branches comme le montre la figure 32b. Dans ces deux figures, les traits forts correspondent au chemin du signal échantillonné.

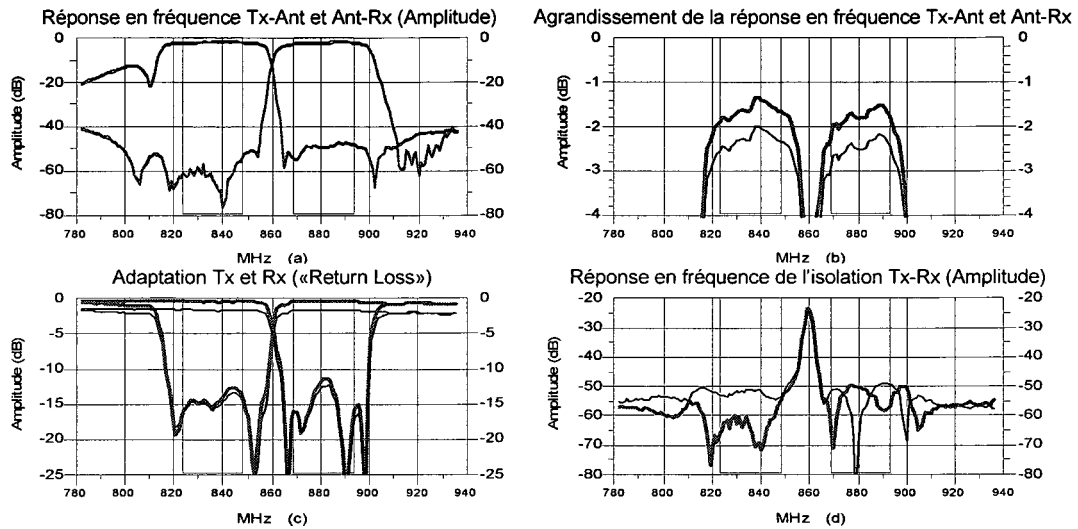


Figure 31 Résultats du duplexeur SAW à boucle simple

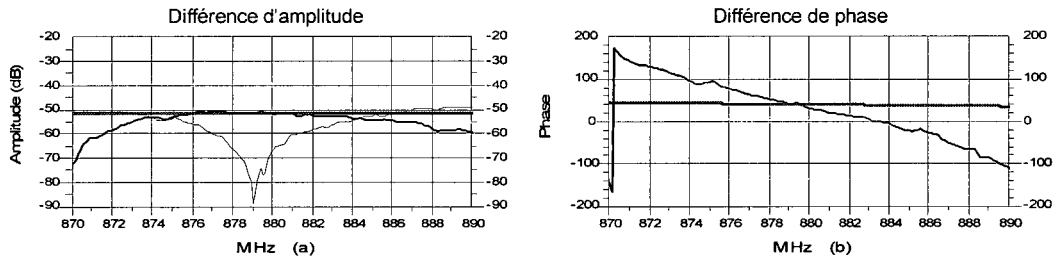


Figure 32 Équilibre fondamental de l'amplitude et de la phase

Pour les simulations de la figure 31, l'impédance de l'antenne a été considérée comme étant parfaite et égale à 50Ω . Tel que mentionné, en pratique l'impédance de l'antenne peut varier substantiellement. Pour étudier l'impact d'une telle variation sur la performance du duplexeur en présence de la boucle d'annulation, les mêmes simulations que celles de la figure 31 ont été reprises mais avec une impédance variable placée au port de l'antenne. Les valeurs d'impédance utilisées correspondent à un coefficient de réflexion (*Return Loss*) dont les valeurs varient entre -7 dB et -30 dB. Les deux graphiques de la figure 33 présentent l'impact sur l'isolation de la nouvelle architecture du duplexeur (trait fort pâle) en comparaison avec l'isolation du duplexeur SAW seul

(trait faible foncé). On constate que ces variations affectent légèrement les niveaux d'annulation des signaux.

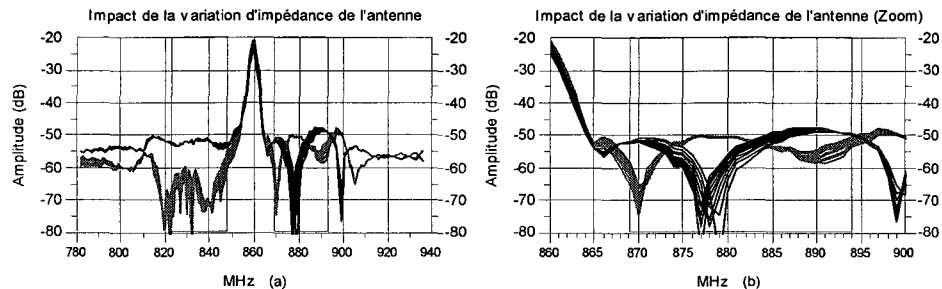


Figure 33 Impact de la variation d'impédance de l'antenne sur le duplexeur SAW muni d'une boucle simple

Les principales caractéristiques de cette architecture se résument par :

- des pertes d'insertion détériorées de 0.5 dB par la présence de coupleurs directionnels;
- une augmentation de l'isolation de 20 dB sur 2 MHz de largeur de bande;
- le modulateur vectoriel doit être réajusté si on désire changer la fréquence dans la bande de réception;
- l'isolation du système se détériore légèrement avec de mauvaises impédances présentées par l'antenne;
- le délai groupe n'est pas équilibré.

3.2.4 Architecture statique avec circulateur

La topologie avec le circulateur présenté à la figure 34 est la même que la précédente à l'exception que le duplexeur à filtres SAW a été remplacé par un circulateur. L'utilisation d'un circulateur offre les avantages de (i) d'opérer sur des bandes de fréquences relativement larges sans que les fréquences de TX et RX soient fixes; (ii) avoir des pertes d'insertion nettement inférieures à celles du duplexeur SAW; et (iii) avoir une bonne capacité en puissance. Cependant, l'isolation entre TX et RX qu'offre le circulateur est typiquement inférieure à celle des filtres SAW ou autres. En plus, la

réflexion du signal TX due à la désadaptation de l'antenne est beaucoup plus problématique pour le circulateur que pour le duplexeur à base de filtre.

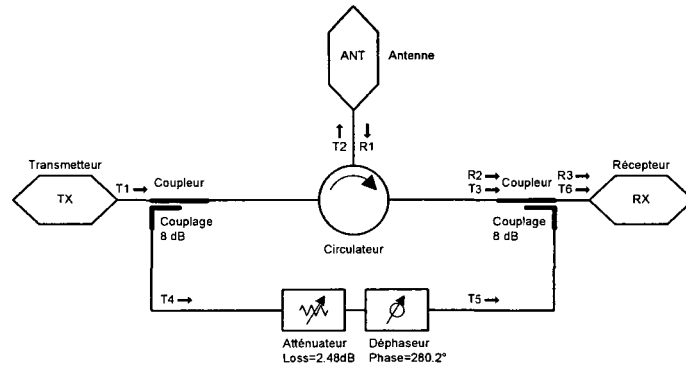


Figure 34 Schéma du circulateur à boucle simple

Pour simuler la performance de cette topologie, nous avons utilisé des paramètres S réels d'un circulateur de la compagnie Renaissance. Tous les autres éléments du circuit de la figure 34 sont considérés théoriquement parfaits. Malgré la bonne perte d'insertion d'un circulateur, il est obligatoire d'utiliser deux coupleurs directionnels avec un faible facteur de couplage causant une plus grande perte d'insertion afin d'équilibrer les amplitudes. La figure 35a présente la perte d'insertion de l'architecture du duplexeur (trait faible foncé) en comparaison avec l'isolation d'un circulateur seul (trait fort pâle). On constate une augmentation modérée des niveaux de perte. En ce qui concerne les niveaux d'adaptation (figure 35b), ceux-ci ne sont pas affectés par cette nouvelle configuration. Les deux graphiques (figure 35c et d) présentent l'impact sur l'isolation de la nouvelle architecture du duplexeur (trait faible foncé) en comparaison avec l'isolation d'un circulateur seul (trait fort pâle). Une augmentation de l'isolation de l'ordre de 23 dB est possible sur une largeur de bande de 2.5 MHz. Par contre, une dégradation de l'isolation est observée à l'extérieur de la bande de fréquence réservée à la réception. Cette dégradation réduit de façon significative l'isolation obtenue dans la bande de transmission.

Toutes les simulations présentées depuis le début du Chapitre 3 donnent des résultats similaires aux recherches présentées par certains articles scientifiques [4] avec des réponses d'annulation qui sont très étroites.

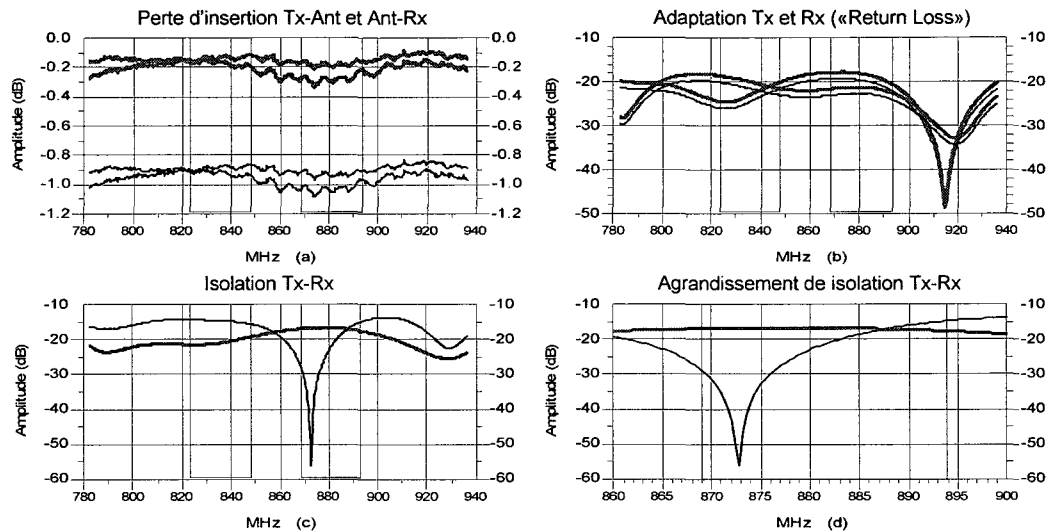


Figure 35 Résultats du circulateur à boucle simple

Les principales caractéristiques de cette architecture se résument par :

- une perte d'insertion détérioré de 0.5 dB par la présence de coupleurs directionnels;
- une augmentation de l'isolation de 23 dB sur 2.5 MHz de largeur de bande. La largeur de bande est légèrement supérieur à celle du duplexeur SAW à simple boucle compte tenu que la pente de la réponse en phase du circulateur est plus proche de celle de la boucle secondaire composée de deux coupleurs plus le modulateur vectoriel;
- le modulateur doit être réajusté constamment pour maintenir ce 20 dB d'augmentation si l'utilisateur change de canaux dans la bande du récepteur et nécessite aussi de bonnes précisions;
- l'isolation du système peut même se détériorer au même type qu'un simple circulateur car les réflexions causées par de mauvaises impédances présentées

par l'antenne sont acheminées directement au port du récepteur. En conséquence, l'utilisation du circulateur en tant que duplexeur est vulnérable aux désadaptations de l'antenne et requière un système d'adaptation (*tuner*) au port de l'antenne;

- le délai de groupe n'est pas équilibré mais il est meilleur que le duplexeur SAW à simple boucle.

3.2.5 Architecture statique à plusieurs boucles

Dans les trois architectures étudiées dans ce chapitre jusqu'à maintenant, on note que la largeur de bande sur laquelle on obtient une bonne annulation du signal TX qui fuit vers le RX est faible. De plus, il est impossible d'améliorer l'isolation des deux fréquences TX et RX simultanément. Une des techniques qui aiderait à remédier à la faible largeur de bande obtenuẽ consisterait à introduire une seconde boucle d'annulation tel que présentée à la figure 36. Cette deuxième boucle peut être utilisée pour introduire un second creux d'annulation à une fréquence légèrement différente de la fréquence du premier creux dont le résultat permettrait d'améliorer la largeur du creux résultant. L'introduction d'une seconde boucle entraîne aussi de nouvelles pertes d'insertion vu la présence de deux coupleurs directionnels additionnels. La figure 37 montre les résultats de l'utilisation d'une deuxième boucle pour améliorer l'annulation à une fréquence. Le trait fort foncé représente l'isolation du duplexeur seul, le trait fort pâle représente l'augmentation de l'isolation avec une boucle simple et le trait fin représente l'isolation obtenue avec deux boucles. Il n'a pas été possible d'obtenir deux creux significatifs à deux fréquences distinctes et la combinaison de deux creux presque qu'à la même fréquence améliore l'isolation sur toute la bande d'opération Rx (25 MHz) mais pour une augmentation de l'isolation de seulement 5 dB.

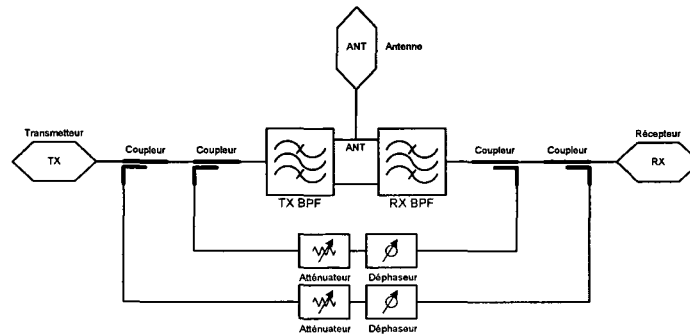


Figure 36 Schéma du duplexeur SAW à deux boucles

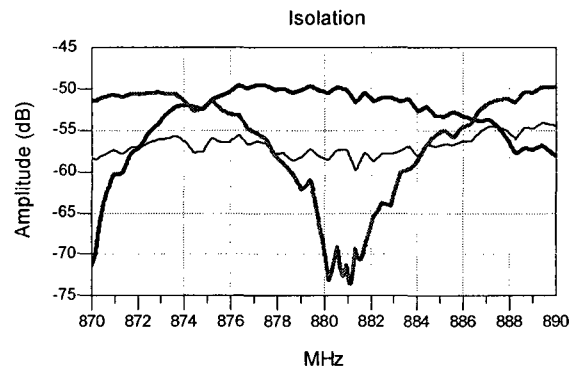


Figure 37 Résultats du duplexeur SAW à deux boucles

3.3 Structures balancées

3.3.1 Architecture balancée à boucle simple

Les topologies présentées précédemment ont toutes une limitation en largeur de bande au niveau de l'augmentation de l'isolation due à une grande variation de phase et d'amplitude entre le chemin primaire et le chemin secondaire. Dans le cas idéal, une annulation parfaite sur toute la bande serait atteignable si le signal dans le chemin secondaire subissait la même atténuation et le même déphasage que celui du chemin primaire. La façon la plus directe d'accomplir cela est d'utiliser une structure balancée où le même duplexeur de base est aussi placé dans le chemin secondaire comme le montre

la figure 38. Toutefois, afin de rétablir l'équilibre du système, il serait nécessaire d'ajouter un amplificateur à faible bruit dans la boucle secondaire ainsi qu'une ligne à délai dans le chemin direct, pour compenser le délai de l'amplificateur. Le gain de l'amplificateur est ajusté de façon à compenser le facteur de couplage des deux coupleurs directionnels. Il est ainsi théoriquement possible d'augmenter l'isolation sur toute la bande d'opération du duplexeur, contrairement aux architectures qui permettaient d'effectuer une annulation sur l'une des deux bandes seulement. L'augmentation de l'isolation à la fréquence du transmetteur permet de réduire en plus la puissance directe du transmetteur qui fuit au travers des filtres RX.

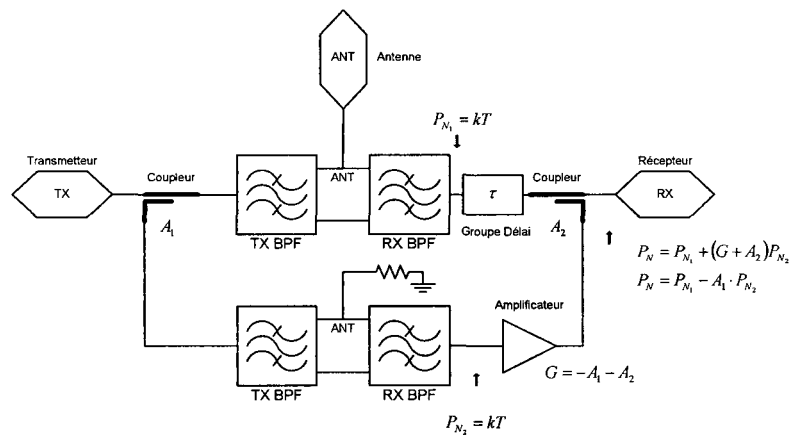


Figure 38 Schéma bloc de l'architecture équilibrée

Cependant, l'obtention de deux chemins parfaitement identiques sur toute la bande de fréquence nécessite plusieurs aspects importants. Premièrement, la réponse fréquentielle de l'isolation Tx-Rx des deux duplexeurs doit être la plus similaire possible autant au niveau de la réponse fréquentielle de l'amplitude que celle de la phase. Plus les différences seront grandes et plus cela affectera les niveaux d'annulation. Ensuite, la réponse en fréquences de l'amplitude du facteur de couplage des deux coupleurs directionnels doit être la plus plate possible (*flatness*). De plus, la phase doit être aussi très linéaire. L'amplificateur pour sa part doit avoir : (i) une réponse en fréquence qui est la plus plate possible (*gain flatness*); (ii) une figure de bruit la plus faible possible; et (iii) une réponse en puissance la plus linéaire possible pour éviter de générer des

distorsions. Le bruit thermique présent dans la boucle secondaire doit être pris en considération car il s'ajoute au port de réception.

Dans les sections suivantes, nous évaluons les performances de cette architecture pour les duplexeurs SAW et les circulateurs. Dans les deux cas, nous utilisons un amplificateur à faible bruit de la compagnie Mini-Circuits (modèle ZRL-1150LN) dont les principales caractéristique sont présentées au Tableau VII.

Tableau VII
Spécifications de l'amplificateur

Fréquence	Gain	Variation du gain	Figure de bruit	Puissance maximale	Point d'interception	VSWR	Directivité
(MHz)	(dB)	(dB)	(dB)	(dBm)	(dBm)	-	(dB)
700-1000	32	+/- 0.5	0.8	24	40	1.2	17

Étant donné que ces spécifications n'étaient pas adéquates au niveau de la variation du gain *gain flatness*, l'amplificateur a été ajusté en jouant sur l'impédance d'entrée pour aplatir le gain le plus possible. Le niveau d'adaptation de l'entrée fut considérablement dégradé mais la connectivité avec les autres composants n'a pas été problématique par la suite. Les résultats de cette modification sont présentés à la figure 39 où on peut observer que la variation du gain a été ramenée à environ 0.25 dB sur toute la bande. La trace en trait foncé de la figure 39a est la réponse en fréquence de l'amplificateur tandis que la trace en trait pâle est la réponse de la phase. La figure 39b montre les niveaux d'adaptation de l'entrée (trait faible foncé) et de la sortie (trait fort pâle) de l'amplificateur.

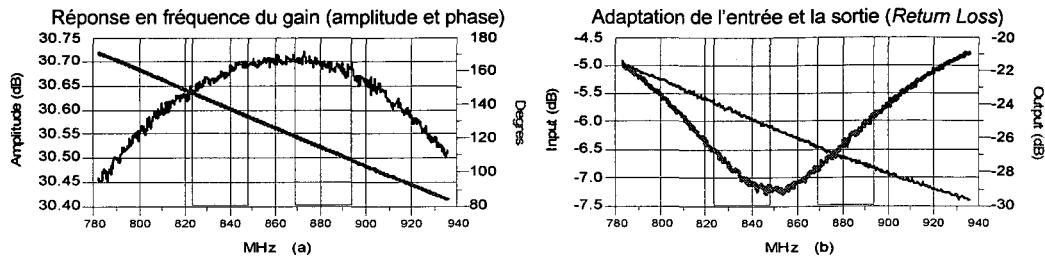


Figure 39 Résultats de l'amplificateur ZRL-1150

La présence de l'amplificateur dans la boucle secondaire entraîne un délai de groupe dont il faut tenir compte dans la branche principale. Ce délai de groupe a été mesuré avec l'analyseur de réseaux 8722ES et sa valeur est de 1.8 ns. Ce délai de groupe constitue un facteur problématique pour les performances des structures balancées et doit être compensé pour obtenir une bonne largeur de bande d'annulation.

3.3.2 Architecture balancée avec circulateurs

L'architecture balancée avec les deux circulateurs de la figure 40 présente une alternative à l'architecture à simple boucle. Malgré les petites imperfections des éléments de la boucle secondaire, il est possible d'établir un équilibre sur toute la bande d'opération du circulateur et d'obtenir globalement une très bonne augmentation de l'isolation.

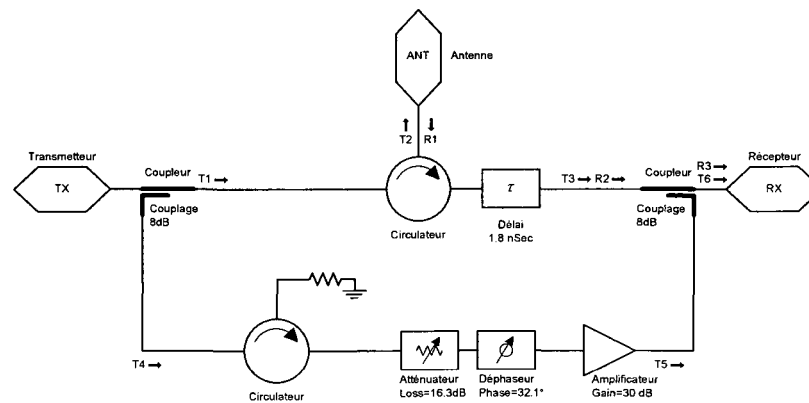


Figure 40 Schéma du circulateur balancé

Cette architecture utilise les mêmes éléments que l'architecture balancé avec circulateur à simple boucle de la section 3.2.4 à l'exception de l'amplificateur, du bloc à délai (théoriquement parfait) et d'une copie du premier circulateur. Les résultats de la figure 41 démontrent une énorme augmentation (30 dB) de l'isolation dans la bande de réception. L'utilisation d'éléments plus réalistes (coupleurs, modulateur vectoriels, bloc à délai) réduira cette énorme augmentation. De plus, pour garder cette augmentation, il sera primordial que le niveau d'adaptation de l'antenne soit de l'ordre de -50 dB (*Return Loss*), ce qui est impossible à obtenir dans la réalité.

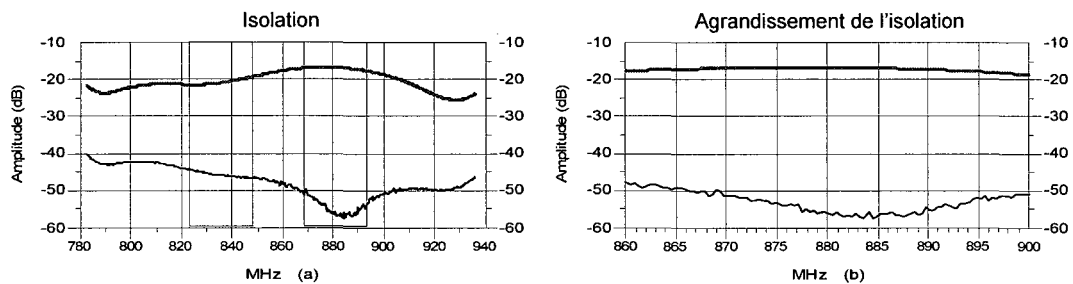


Figure 41 Résultats du circulateur balancé

Les principales caractéristiques de cette architecture se résument par :

- une perte d'insertion détériorée de 0.5 dB par la présence de coupleurs directionnels;
- une augmentation de l'isolation de 30 dB est possible sur toute la largeur de bande du circulateur;
- le modulateur peut être fixé;
- l'isolation du système peut même se détériorer au même type qu'un simple circulateur car les réflexions causées par de mauvaises impédances présentées par l'antenne sont acheminées directement au port du récepteur. En conséquence, l'utilisation du circulateur en tant que duplexeur est vulnérable aux désadaptations de l'antenne et requière un système d'adaptation (*tuner*) au port de l'antenne;
- un système actif (requière une alimentation stable pour l'amplificateur).

3.3.3 Architecture équilibrée avec duplexeurs SAW

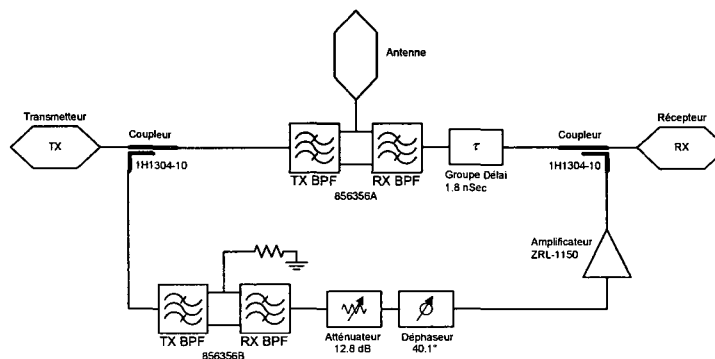


Figure 42 Schéma du duplexeur SAW équilibré

Le circuit de la figure 42 présente une topologie équilibrée avec filtres SAW. Pour évaluer les performances de cette topologie, un circuit comprenant les résultats mesurés du duplexeur 856356 de Sawtek, des coupleurs 1H1304-10 et ceux de l'amplificateur ZRL-1150LN a été simulé à l'aide d'ADS. Le modulateur vectoriel et le bloc à retard du schéma de la figure 42 sont des composants théoriquement idéaux (un atténuateur et un déphaseur dans le cas du modulateur). Pour équilibrer les deux branches, l'atténuation a été ajustée à 12.84 dB et le déphasage à 40.12 degrés. Contrairement aux autres simulations énumérées précédemment, les paramètres S des deux duplexeurs ne sont pas une copie conforme l'un de l'autre mais proviennent de deux duplexeurs réels similaires. Les résultats de simulation sont présentés à la figure 43 et montrent une amélioration de l'isolation de 20 dB sur toute la bande du récepteur (duplexeur équilibré en trait fin).

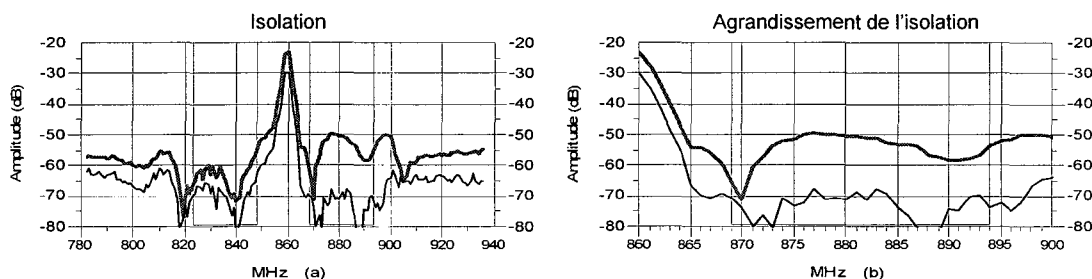


Figure 43 Résultats de simulation du duplexeur SAW équilibré avec un modulateur vectoriel idéal

Pour valider pratiquement ces performances, nous avons réalisé des mesures virtuelles basées sur la topologie de la figure 44 où tous les éléments, sauf le bloc à délai, sont représentés par des mesures. La présence des atténuateurs fixes de 6 et 3 dB a été requise pour que l'atténuateur variable fonctionne dans sa zone optimale, soit entre -1.5 dB et -5.5 dB d'atténuation. Les résultats de ces mesures sont présentés à la figure 45 et confirment qu'une amélioration d'environ 20 dB sur toute la bande du récepteur, sans dégradation de celle dans la bande transmetteur, est réalisable. Comme dans les autres cas, cette topologie est légèrement sensible aux variations de l'impédance présentées par l'antenne comme le démontrent la figure 46a et b où le coefficient de réflexion au port de l'antenne varie entre -7 dB et -30 dB. (-7,-12,-19,-30, $-\infty$ dB). Enfin, il faut noter que plusieurs simulations ont été effectuées sans l'ajout du bloc à délai dans la branche principale. Dans ce cas, il était plus difficile d'obtenir 20 dB d'amélioration sur toute la bande.

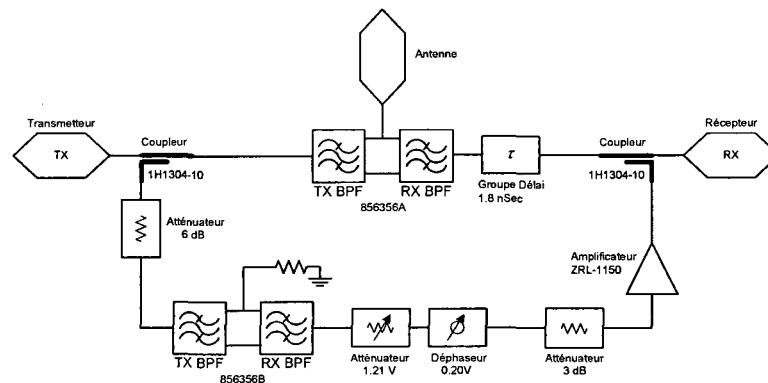


Figure 44 Schéma pratique du duplexeur SAW balancé

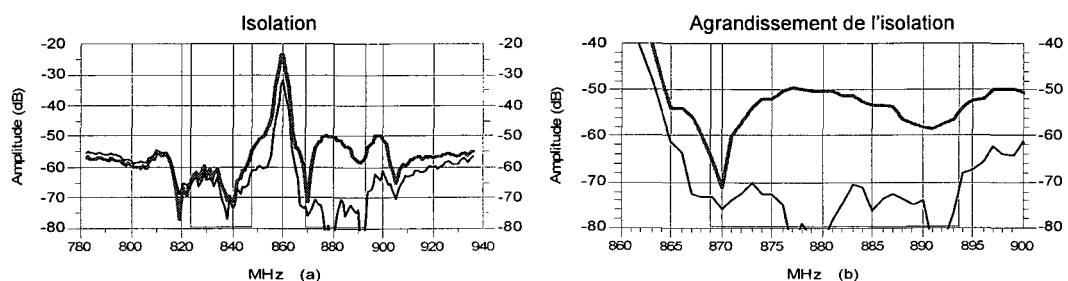


Figure 45 Résultats de mesures virtuelles du duplexeur SAW balancé

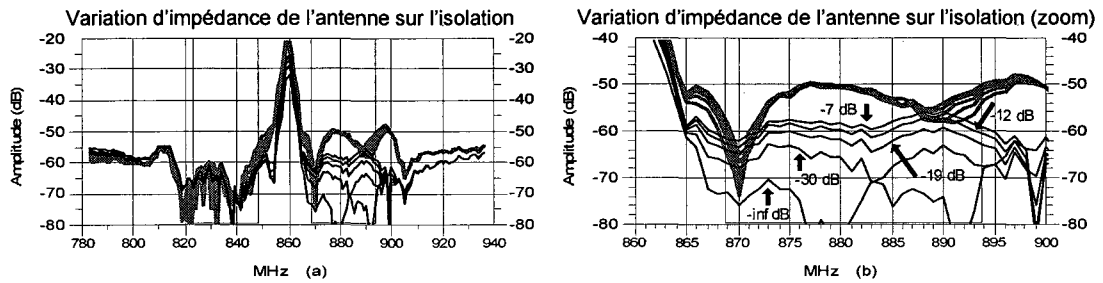


Figure 46 Variation d'impédance avec le duplexeur SAW balancé

Les principales caractéristiques de cette architecture se résument par :

- une perte d'insertion détériorée de 0.5 dB par la présence de coupleurs directionnels;
- une augmentation de l'isolation de 20 dB sur toute la largeur de bande réceptrice (25 MHz) du duplexeur SAW;
- nul n'est besoin d'ajuster le modulateur vectoriel une fois les bonnes valeurs trouvées;
- l'isolation du système se détériore quand l'antenne est désadaptée;
- le système reste tout de même actif et demeure un système qui nécessite une alimentation stable pour l'amplificateur.

En somme, malgré que cette architecture soit active, elle donne de bien meilleures performances que les architectures à simple boucle et, de plus, elle n'empire pas l'isolation dans la bande du transmetteur.

3.4 Structures balancées avec coupleurs hybrides

Cette nouvelle architecture s'inspire de l'architecture des amplificateurs balancés où deux amplificateurs sont mis en parallèle à l'aide de coupleurs hybrides comme le montre la figure 47. Dans le cas des amplificateurs, cette configuration permet d'augmenter la puissance totale de sortie de l'amplificateur sans affecter le gain tout en

augmentant la performance des niveaux d'adaptation à l'entrée et à la sortie sur toute la bande des coupleurs hybrides. Pour appliquer cette technique aux duplexeurs, nous proposons l'architecture de la figure 48 où nous utilisons trois coupleurs hybrides. Cette nouvelle architecture permet d'augmenter significativement l'isolation sur toute la largeur de bande du duplexeur tout en ayant un impact négligeable, ou même bénéfique, sur les autres caractéristiques telles que les pertes d'insertion et l'adaptation des ports. Cette architecture permet aussi de remplacer l'isolateur à la sortie de l'amplificateur de puissance d'un système de communication de haute puissance. Cette dernière topologie possède tous les avantages des architectures énumérées précédemment sans aucun de leurs inconvénients et sans aucun système actif (modulateur vectoriel, amplificateur).

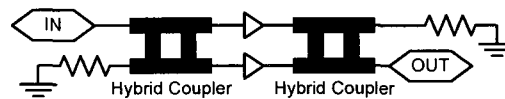


Figure 47 Topologie d'un amplificateur balancé

Le principe de fonctionnement de cette architecture se résume comme suit : le premier circuit hybride est utilisé afin de séparer en deux les signaux du transmetteur avec une différence de phase de 90 degrés. Ces deux nouveaux signaux passeront chacun dans un filtre passe-bande Tx où ils subiront la même variation d'amplitude et de phase. Le circuit hybride de l'antenne recombinaisonnera ces deux signaux pour reformer le signal transmis d'origine. Malgré la présence de filtre passe-bande ajusté à la fréquence du récepteur, une certaine fuite des deux signaux transmis passera au travers de ces filtres mais ils seront complètement supprimés par la présence du dernier circuit hybride au récepteur qui acheminera ceux-ci en opposition de phase avec la même amplitude pour obtenir une isolation idéale sur toute la bande de fréquence d'opération des duplexeurs. Pour sa part, le signal reçu à l'antenne sera lui aussi divisé en deux avec une différence de phase de 90 degrés. Ces deux signaux passeront chacun dans deux filtres passe-bande ajustés à la fréquence de récepteur où ils subiront la même variation d'amplitude et de phase pour être finalement recombinaisonnés au port du récepteur par le dernier circuit hybride. Le niveau d'adaptation de l'antenne affecte légèrement l'augmentation de

l'isolation obtenue avec cette nouvelle topologie. Une bonne adaptation de l'antenne entraînera une augmentation significative de l'isolation tandis que la pire des adaptations entraînera une isolation similaire avec celle obtenue avec un duplexeur seul. Il n'y aura donc en aucun cas une dégradation de l'isolation comme c'était pour certaines autres architectures.

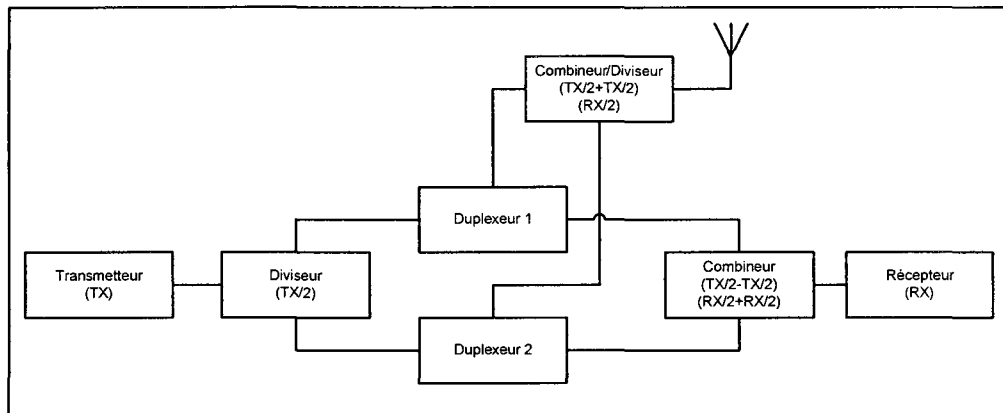


Figure 48 Topologie passive balancée

Pour étudier le comportement théorique de cette architecture, considérons la figure 49 où Γ est le coefficient de réflexion présenté par l'antenne et les différents signaux à travers la structure sont :

T : Signal TX provenant du transmetteur;

T1 : Signal TX à la sortie en phase de l'hybride (-3 dB @ 0 degré) : $T_1 = \frac{-jT}{\sqrt{2}}$;

T2 : Signal TX à la sortie en quadrature de l'hybride (-3 dB @ 90 degrés) : $T_2 = \frac{-T}{\sqrt{2}}$;

T3 : Signal T1 transmis à travers le 1^{er} duplexeur vers l'antenne;

T4 : Signal T2 transmis à travers le 2^e duplexeur vers l'antenne;

T5 : Signal résultant de la combinaison en phase des signaux T3 et T4 par l'hybride et acheminé à l'antenne;

T6 : La portion du signal T1 qui fuit vers le récepteur à travers le 1^{er} duplexeur;

T7 : La portion du signal T2 qui fuit vers le récepteur à travers le 2^e duplexeur;

- T8 : Signal résiduel formé par la combinaison en opposition de phase des signaux T6 et T7;
- R : Signal RX reçu à l'antenne;
- R1 : Signal RX à la sortie en phase de l'hybride (-3dB @ 0 degré). Ce signal inclut la moitié, en phase, de la portion du signal T5 qui est réfléchiée par l'antenne :
- $$R1 = \frac{-R}{\sqrt{2}} - \frac{\Gamma T_5}{\sqrt{2}};$$
- R2 : Signal RX à la sortie en quadrature de l'hybride (-3dB @ 90 degrés). Ce signal inclut la moitié, en quadrature, de la portion du signal T5 qui est réfléchiée par l'antenne :
- $$R2 = \frac{-jR}{\sqrt{2}} - \frac{j\Gamma T_5}{\sqrt{2}};$$
- R3 : Signal R1 transmis à travers le 1^{er} duplexeur vers le récepteur;
- R4 : Signal R2 transmis à travers le 2^e duplexeur vers le récepteur;
- R5 : Signal résultant de la combinaison en phase des signaux R3 et R4 par l'hybride et acheminé au récepteur.

Les deux duplexeurs dans la structure peuvent être soit à base de filtres, SAW ou autre, ou à base de circulateur. Dans les deux cas, on dénote par $f(\omega)$ la réponse fréquentielle de la fonction de transfert du port TX vers le port ANT de chaque duplexeur et par $g(\omega)$ la réponse fréquentielle de la fonction de transfert du port ANT vers le port RX de chaque duplexeur. Pour des isolateurs idéaux, ces fonctions de transfert sont unitaires et constantes sur les bandes TX et RX. Pour les duplexeurs à base de filtres idéaux, nous avons :

$$f(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{pour la bande TX} \\ A & \text{pour les autres fréquences} \end{cases}$$

et

$$g(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{pour la bande RX} \\ B & \text{pour les autres fréquences} \end{cases}$$

où $A < 1$ et $B < 1$ sont les niveaux de réjection hors-bande pour les filtres TX et RX, respectivement. En considérant un coupleur hybride idéal, dont la matrice de répartition est donnée par :

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

nous trouvons que : $T3 = f(\omega)T1$ et $T4 = f(\omega)T2$, ce qui donne $T5 = \frac{-T3}{\sqrt{2}} + \frac{-jT4}{\sqrt{2}}$, ou

$$T5 = f(\omega) \left\{ \frac{-1}{\sqrt{2}} \times \frac{-jT}{\sqrt{2}} + \frac{-j}{\sqrt{2}} \times \frac{-T}{\sqrt{2}} \right\} = f(\omega)jT \quad (3.2)$$

Ceci montre que le signal T5, qui est le signal du transmetteur acheminé à l'antenne, subit un déphasage de 90 degrés mais aucune perturbation d'amplitude dans la bande TX. De même, pour la réception nous avons : $R3 = g(\omega)R1$, $R4 = g(\omega)R2$, ce qui donne :

$$R5 = \frac{-jR3}{\sqrt{2}} + \frac{-R4}{\sqrt{2}} = g(\omega) \left\{ \frac{-j}{\sqrt{2}} \times \left[\frac{-R}{\sqrt{2}} - \frac{f(\omega)j\Gamma T}{\sqrt{2}} \right] + \frac{-1}{\sqrt{2}} \times \left[\frac{-jR}{\sqrt{2}} + \frac{f(\omega)\Gamma T}{\sqrt{2}} \right] \right\} = g(\omega) \{ jR - f(\omega)\Gamma T \}$$

Cette équation démontre que le signal reçu par l'antenne est acheminé au récepteur sans pertes et avec un déphasage de 90 degrés, dans la bande RX, alors que le signal et le bruit du transmetteur qui sont réfléchis par l'antenne ne sont pas nécessairement éliminés dans la bande RX mais subissent les effets des filtres TX et RX (le terme $f(\omega)g(\omega)$).

La fuite entre TX et RX pour la nouvelle architecture est déterminée par le niveau du signal T8 et se calcule comme suit :

$$T6 = f(\omega)g(\omega)T1 \text{ et } T7 = f(\omega)g(\omega)T2 \text{ avec } T1 = \frac{-jT}{\sqrt{2}} \text{ et } T2 = \frac{-T}{\sqrt{2}}. \text{ Comme } T8 = \frac{-jT6}{\sqrt{2}} + \frac{-T7}{\sqrt{2}},$$

nous avons :

$$T8 = \frac{-jf(\omega)g(\omega)}{\sqrt{2}} \times \frac{-jT}{\sqrt{2}} + \frac{-f(\omega)g(\omega)}{\sqrt{2}} \times \frac{-T}{\sqrt{2}} = \frac{-f(\omega)g(\omega)T}{2} + \frac{f(\omega)g(\omega)T}{2} = 0. \quad (3.3)$$

Ainsi, pour des composantes idéales, la fuite entre TX et RX serait parfaitement annulée sans aucun contrôle ou ajustement. Cependant, en pratique, ces performances dépendront de la similitude des deux chemins, c'est-à-dire que les réponses en fréquence (amplitude et phase) des coupleurs hybrides et des deux duplexeurs doivent être les plus similaires possibles. Dans la mesure où les composantes sont fabriquées de la même façon, préférentiellement sur les mêmes substrats, on peut atteindre de très hauts niveaux d'annulation des fuites.

L'isolation globale de la nouvelle architecture est déterminée par la somme de T_8 et le terme $f(\omega)g(\omega)\Gamma T$. Comme T_8 peut être contrôlé par la fabrication de structures similaires, le niveau d'isolation sera limité par le niveau d'adaptation à l'antenne. Ainsi, pour une adaptation parfaite et deux chemins similaires, on atteindrait une isolation parfaite.

3.4.1 Architecture équilibrée avec coupleurs hybrides et duplexeurs SAW

Pour étudier les performances de cette nouvelle architecture, nous considérons, dans un premier temps, son application aux duplexeurs SAW telle que montrée à la figure 49.

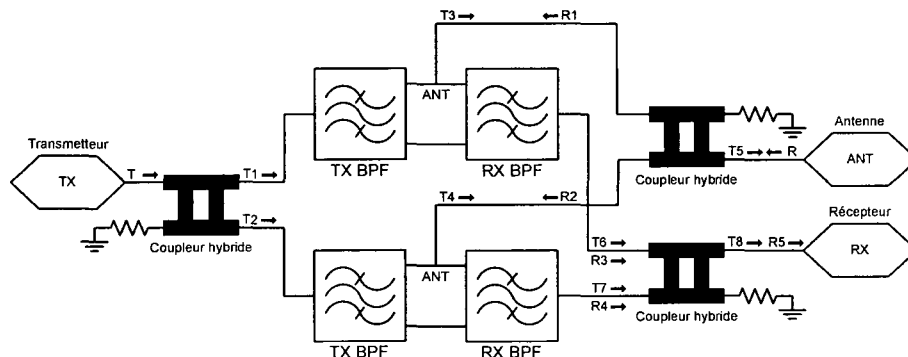


Figure 49 Duplexeurs SAW équilibrés avec circuits hybrides

Une mesure virtuelle de cette structure a été réalisée à l'aide des mesures du duplexeur SAW (856356 de Sawtek) qui ont été utilisées dans les deux chemins (les deux

duplexeurs utilisés sont identiques) ainsi que les mesures de coupleurs hybride 1E1304-3 de la compagnie Anaren. Les résultats trouvés sont présentés à la figure 50 où les traits forts et pâles correspondent à un duplexeur seul alors que les traits fins et foncés correspondent à la structure balancée. On observe que l'utilisation de cette topologie entraîne une augmentation négligeable des pertes d'insertion pour le transmetteur et le récepteur comme le montre la figure 50a. Cette augmentation est causée par la perte d'insertion des coupleurs hybrides. Comme la structure est balancée, l'adaptation aux ports du transmetteur et du récepteur est remarquablement améliorée comme le démontre la figure 50b. Quant à l'augmentation de l'isolation résultante, elle est substantielle et est augmentée sur toute la bande d'opération du duplexeur (TX et RX), telle que présentée dans la figure 50c.

La figure 50d présente la différence entre l'isolation du duplexeur seul et la nouvelle architecture balancée avec circuits hybrides. Ces résultats pourraient être légèrement dégradés si les deux duplexeurs sont similaires mais non identiques. En fait, nous avons observé par simulation que, même avec une différence de phase de moins de 10 degrés et avec une différence d'amplitude de moins de 2 dB entre les deux duplexeurs, nous pouvons garder de relativement bonnes performances sur toute la bande (environ 20 dB d'amélioration d'isolation). La *cancellation* est moins sensible avec les circuits hybrides qu'avec l'utilisation de coupleurs directionnels.

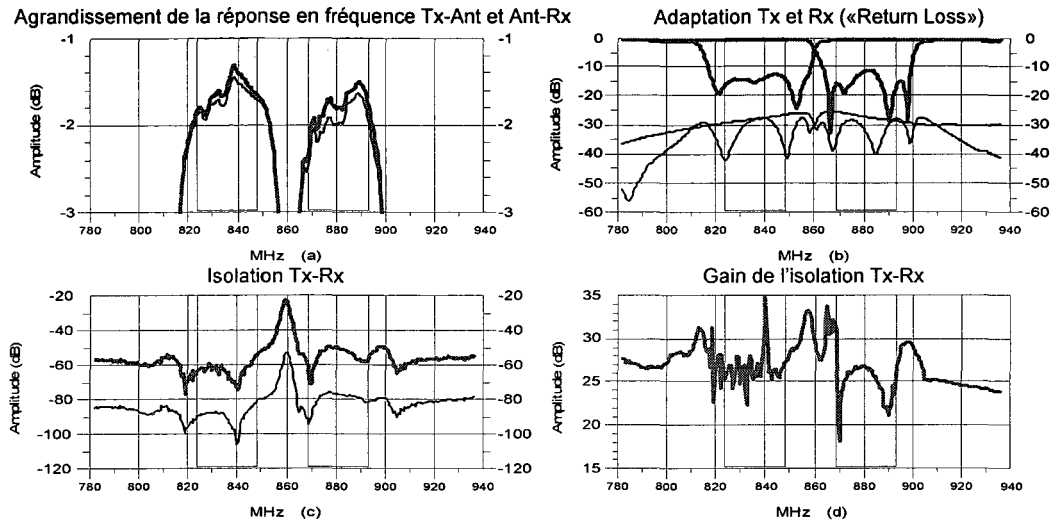


Figure 50 Résultats des duplexeurs SAW balancés avec circuits hybrides

Comme dans toutes les autres architectures, l'augmentation de l'isolation dépend directement de l'adaptation de l'antenne : une adaptation de -19 dB de *Return Loss* donnera une amélioration d'environ 19 dB supplémentaire à l'isolation totale du nouveau duplexeur comme le démontre la figure 51a et b.

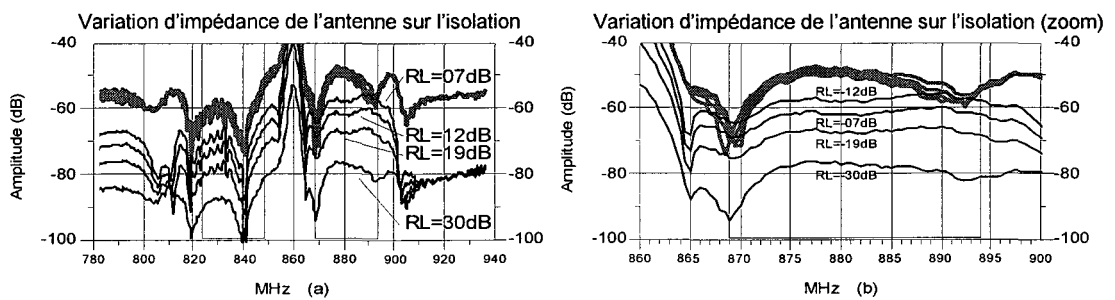


Figure 51 Variation d'impédance de l'antenne

3.4.2 Architecture équilibrée avec coupleurs hybrides et circulateurs

Le concept élaboré à la figure 48 peut aussi s'appliquer aux circulateurs afin d'augmenter considérablement leur isolation. La plupart des circulateurs donnent une isolation d'environ 20 dB, qui est souvent insuffisante pour la plupart des systèmes de communication. Par conséquent, l'amélioration de l'isolation dans ce cas est particulièrement intéressante.

La figure 52 montre la topologie d'un duplexeur équilibré avec des coupleurs hybrides et deux circulateurs. Pour évaluer les performances de ce duplexeur, nous avons utilisé trois circuits hybrides identiques parfaits et deux circulateurs identiques comme ceux utilisés dans les sections 3.2.4 et 3.3.2. (paramètres S provenant d'un circulateur réel).

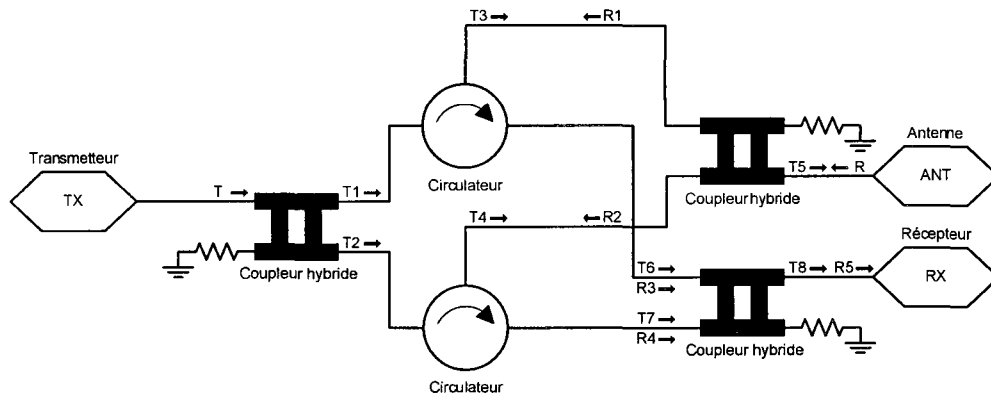


Figure 52 Topologie du duplexeur équilibré avec coupleurs hybrides et circulateurs

Les quatre graphiques de la figure 53 sont des résultats de simulation qui ont été effectués avec une impédance d'antenne de 40 dB (*Return Loss*) pour éviter d'obtenir des résultats théoriquement parfaits.

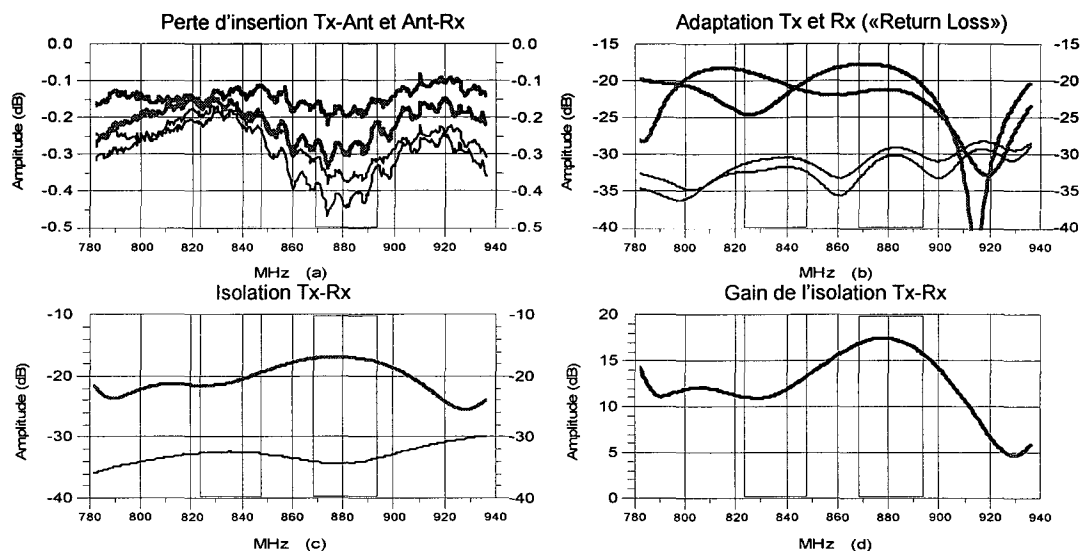


Figure 53 Résultats du circulateur balancé avec circuits hybrides

Comme dans le cas du duplexeur balancé avec couleurs hybrides et duplexeurs SAW, nous observons une légère dégradation des pertes d'insertion (figure 53a) et une excellente amélioration des adaptations des ports TX et RX. L'isolation a aussi été améliorée entre 12 et 17 dB sur toute la bande. Cependant, comme le circulateur n'effectue aucun filtrage, l'amélioration de l'isolation est très sensible au niveau d'adaptation de l'antenne. Pour remédier à ce problème, une option serait d'utiliser un circuit de syntonisation (*tuner*) d'impédance au port de l'antenne. Cependant, il est très difficile de concevoir un *tuner* capable d'accorder une impédance quelconque à 50Ω , et ce aux deux fréquences TX et RX. Une deuxième option serait d'insérer un filtre passe-bande ajusté à la fréquence du récepteur qui permettrait de rejeter les réflexions indésirables dues aux mauvaises adaptations provenant de l'antenne. Ce filtre n'a pas besoin d'être très sélectif mais en autant qu'il rejette les réflexions d'au moins 25 dB ce qui donnerait un total de 40 dB d'isolation.

Plusieurs autres modifications peuvent aussi être apportées à cette configuration. Celles-ci dépendent de l'utilisation éventuelle envisagée. L'utilisation de circulateurs au lieu de

filtres passe-bande fixes permet, par exemple, d'insérer des filtres accordables pour opérer sur une très grande largeur de bande (voir figure 54). Compte tenu du fait que les réponses en fréquence des circulateurs peuvent s'étendre jusqu'à un octave, des filtres (à faible réjection) ajustés électroniquement peuvent être insérés pour couvrir toute la bande de fréquence avec une bonne isolation.

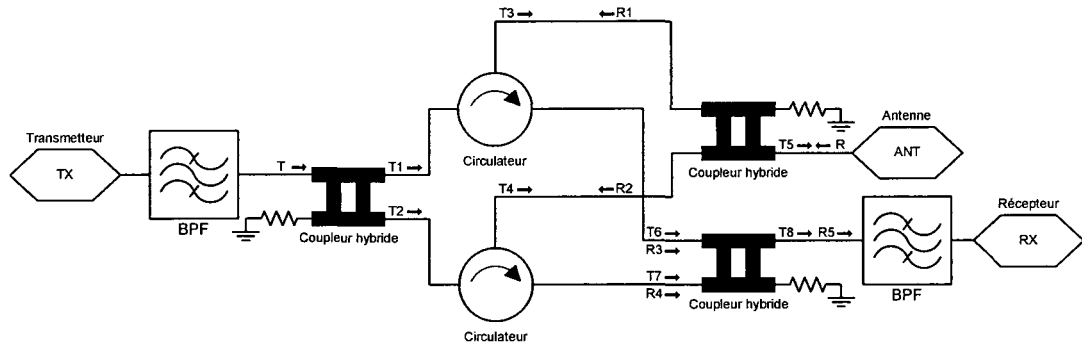


Figure 54 Duplexeurs balancés avec coupleurs hybrides, circulateurs et filtres

Pour résumer, cette dernière topologie présente de nombreux avantages par rapport aux autres topologies énumérées préalablement. Ces avantages sont :

- aucun système d'ajustement électronique de la phase ni de l'amplitude n'est nécessaire;
- l'architecture est beaucoup moins sensible aux différentes impédances présentées par l'antenne : il y aura toujours une augmentation de l'isolation même si l'antenne présente des impédances non adaptées. Le pire cas sera l'obtention de l'isolation du duplexeur seul;
- la dégradation des pertes d'insertion est négligeable;
- l'augmentation de l'isolation est significative sur toute la largeur de bande du duplexeur : la bande TX et la bande RX;
- l'architecture ne comprend aucun élément actif (amplificateur, modulateur vectoriel);

- l'augmentation de l'isolation est moins sensible aux variations d'amplitude et de phase des différents chemins. Le déséquilibre des boucles est beaucoup moins critique que pour les autres architectures;
- l'architecture offre une amélioration significative de l'adaptation des trois ports du duplexeur;
- il n'y a pas de délai de propagation à considérer;
- l'intégration en technologie MHMIC et MMIC est faisable car il s'agit uniquement d'éléments passifs;
- la nouvelle architecture peut remplir la fonction d'un duplexeur et d'un isolateur en même temps.

3.5 Conclusion

Ainsi, le Chapitre 3 propose différentes topologies de duplexeur. Elles sont soit une topologie à simple boucle ou une topologie balancée donnant dans tous les cas une augmentation de l'isolation. Les topologies balancées permettent d'augmenter plus significativement la largeur de bande de l'augmentation de l'isolation par rapport aux topologies à simple boucle. La topologie présentant les meilleures performances est celle utilisant les circuits hybrides. Elle permet d'obtenir tous les avantages des autres topologies énumérées dans le Chapitre 3 sans aucun élément actif (amplificateur, modulateur vectoriel). De plus, les niveaux d'annulation sont obtenus pour toute la bande d'opération des éléments qui compose cette topologie.

CHAPITRE 4

RÉSULTATS DES EXPÉRIMENTATIONS

4.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats de deux prototypes fabriqués afin de vérifier les performances réelles par rapport aux simulations. Le premier prototype présenté est celui de la topologie dynamique à simple boucle avec filtre YIG et le deuxième prototype est celui avec la topologie balancée avec filtres SAW. Ce chapitre propose également certaines avenues en vue d'obtenir de très bonnes performances avec une technologie d'intégration à petite échelle (MMIC) utilisant des filtres SAW ou des filtres LC.

4.2 Préparation pour la prise de mesures

La préparation pour les deux expériences mentionnées a été réalisée avec une grande minutie. Les équipements de mesures tels que l'analyseur de réseaux (8722ES), l'analyseur de spectre, le bloc d'alimentation, la source « RF » ont été vérifiés et calibrés pour chaque mesure afin qu'il n'y ait aucune variation significative des résultats. Certains éléments actifs, par exemple le filtre YIG, ont été placés sous tension pendant un certain temps avant la prise de mesure pour éviter les variations thermiques de manière à ce que les mesures puissent être répétitives.

4.3 Performance des prototypes

4.3.1 Expérience 1

L'expérience 1 fut construite telle que présentée à la figure 55. Les coupleurs directionnels sont ceux de la compagnie Anaren. Le premier coupleur directionnel (1A1306-20) possède un facteur de couplage de 20 dB tandis que le deuxième coupleur (1A1306-10) possède un facteur de couplage de 10 dB. Le modulateur vectoriel fut construit avec des coupleurs hybrides (1A1305-3), des diodes PIN et des diodes *varactors* pour former un atténuateur et un déphaseur. Le filtre passe-bande YIG ne possède pas de numéro de modèle en tant que tel mais peut varier sur la bande PCS et possède une perte d'insertion de l'ordre de 6 dB. Comme il a été mentionné dans le Chapitre 2, ce circuit à base d'un seul filtre YIG n'est pas un duplexeur complet mais plutôt la partie correspondant à la fuite du signal du transmetteur vers le récepteur. Cette configuration simplifiée est suffisante pour mesurer le potentiel possible d'augmentation d'isolation (réjection) avec un filtre YIG et une simple boucle secondaire.

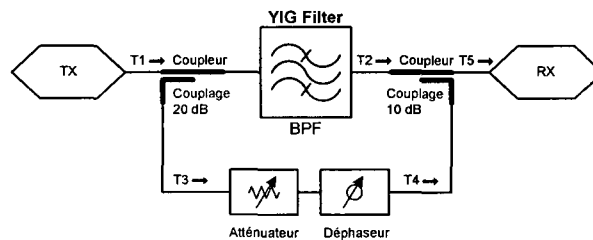


Figure 55 Schéma du prototype 1

Afin de démontrer le fonctionnement de ce prototype, le filtre passe-bande a été ajusté pour trois fréquences Rx différentes, soit 1.85, 1.90, 1.95 GHz. En conséquence, les creux d'annulation ont été ajustés pour trois fréquences Tx différentes, soient 1.75, 1.80, 1.85 GHz. L'objectif avec cette démarche était de garder une différence de 100 MHz entre la fréquence Rx et Tx et d'obtenir une augmentation de l'isolation à la fréquence Tx. Les résultats obtenus pour ces trois tests sont présentés à la figure 56 et démontrent

qu'il était possible de se déplacer n'importe où sur la bande. Cependant, un réajustement du modulateur vectoriel était nécessaire afin d'obtenir les creux d'annulation aux endroits désirés. La largeur de bande des creux d'annulation était très étroite (environ 2 MHz de largeur de bande à 80 dB d'isolation). Cela correspond à une amélioration de 20 dB d'augmentation car la réjection initiale du filtre était de 60 dB.

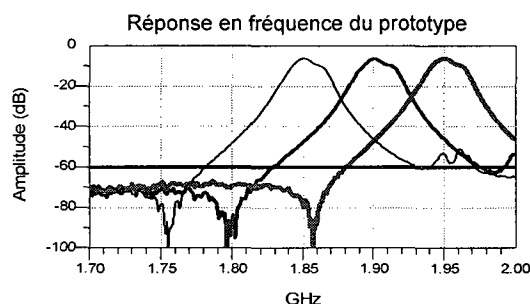


Figure 56 Résultats de mesure du filtre YIG avec une boucle d'annulation ajustée à trois fréquences différentes

Pour évaluer la performance d'isolation de la présente topologie, des mesures utilisant un signal modulé ont aussi été prises. Le graphique de la figure 57a présente un signal CDMA de 1.2 MHz de largeur de bande injecté à l'entrée du prototype à la fréquence de 1.9 GHz. Le filtre YIG est centré à 2.05 GHz et le creux d'annulation a été ajusté à 1.90 GHz. Le signal Tx ainsi reçu au récepteur subit une atténuation d'environ 80 dB mais on voit clairement à la figure 57b que cette atténuation n'est pas uniforme sur toute la bande du signal due au creux très étroit de l'isolation.

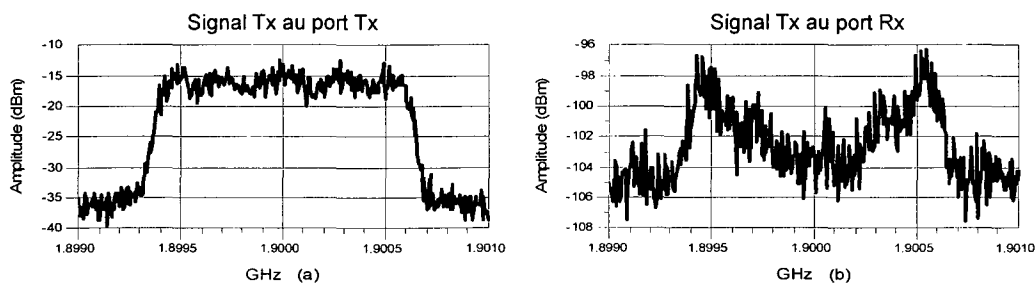


Figure 57 Isolation Tx-Rx avec un signal modulé : (a) signal d'entrée au transmetteur (b) signal de sortie au récepteur

4.3.2 Expérience 2

L'expérience 2 consiste en l'évaluation du prototype utilisant la topologie active balancée avec filtres SAW. La figure 58 est une photo du montage du prototype réalisé et correspond à la topologie de la figure 44. Les connecteurs utilisés dans le montage ont deux objectifs : (i) assurer la connectivité du système et (ii) insérer un déphasage supplémentaire car la plage du déphaseur variable est limitée (70 degrés de déphasage). Tous les blocs utilisés dans ce montage sont ceux des simulations virtuelles du Chapitre 3. Il y a eu omission volontaire d'introduire un bloc à délai dans la branche primaire. Ce bloc permettrait d'égaliser le délai de la boucle secondaire occasionnée par la présence de l'amplificateur par rapport à la branche primaire. L'introduction de ce bloc à délai dans la branche primaire entraînerait une perte d'insertion supplémentaire qui ferait en sorte que la transmission entre l'antenne et le port du récepteur serait moins performante mais donnerait une légère augmentation de la largeur de bande du creux d'annulation.

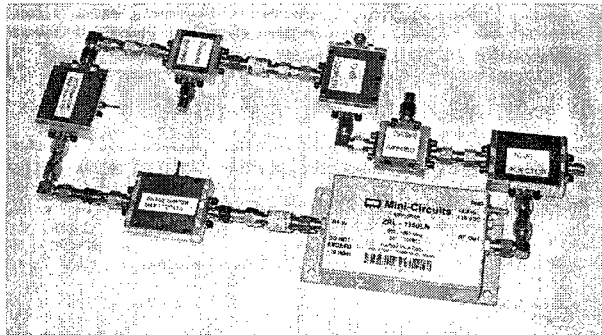


Figure 58 Photo du prototype du duplexeur avec la topologie balancée active

Le premier test effectué avec le prototype fut d'ajuster les paramètres de contrôle afin d'obtenir une annulation à bande étroite dans la bande de réception. Les paramètres de contrôle pour l'amplificateur, le déphaseur et de l'atténuateur étaient les suivants :

Voltage de l'amplificateur = 7 volts

Voltage de contrôle du déphaseur = 0.234 volts

Voltage de contrôle de l'atténuateur = 3.274 volts

Ce prototype fut caractérisé à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel en mesurant ses paramètres S. Les graphiques qui suivent présentent les résultats de ces mesures. Dans chacun de ces graphiques se trouve deux rectangles gris : ils précisent la bande de fréquence du transmetteur (824 MHz à 849 MHz) et celle du récepteur (869 MHz à 894 MHz). Les lignes en trait fort et pâle représentent les caractéristiques du duplexeur seul (856356) tandis que les lignes en trait faible et foncé sont associées aux caractéristiques du prototype. La superposition de ces deux courbes permet de dégager les différences majeures entre les deux.

La figure 59a présente la réponse en fréquence du duplexeur du point de vue général. À première vue, il n'y a aucun changement majeur entre les deux configurations. Par contre, en examinant en détail la réponse en fréquence de chacune des deux bandes (figure 59b), il y a une légère augmentation de la perte d'insertion de l'ordre de 0.5 dB à cause de la présence des coupleurs directionnels car l'amplitude possède les mêmes variations (*Ripple*) entre le duplexeur seul et celui du prototype.

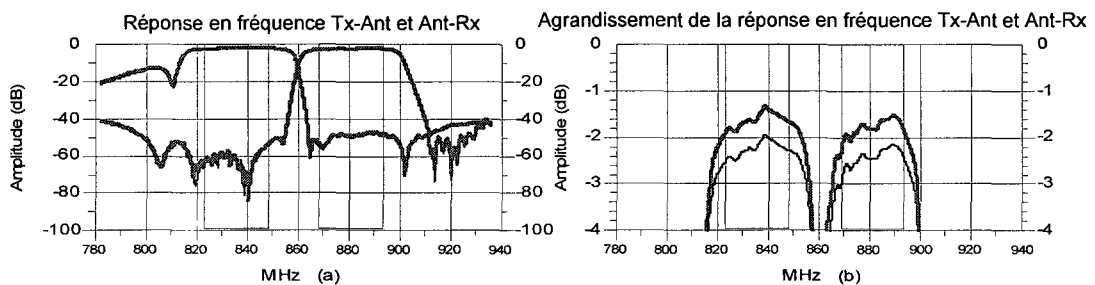


Figure 59 Réponse en transmission du duplexeur seul et du prototype réalisé

La figure 60a présente l'isolation du prototype avec un ajustement (*tuning*) concentré sur la bande du récepteur afin d'obtenir une annulation à une fréquence précise dans la bande de réception. L'isolation minimale est de 50 dB pour toute la bande de réception

avec le duplexeur seul (52 dB à 882 MHz). L'isolation obtenue du prototype est d'environ 82 dB à 882 MHz pour une largeur de bande de 2 MHz, donc une amélioration de 30 dB. Contrairement à l'expérience 1, il n'y a pas de dégradation de l'isolation dans la bande du transmetteur lorsque l'augmentation de l'isolation est concentrée dans la bande du récepteur.

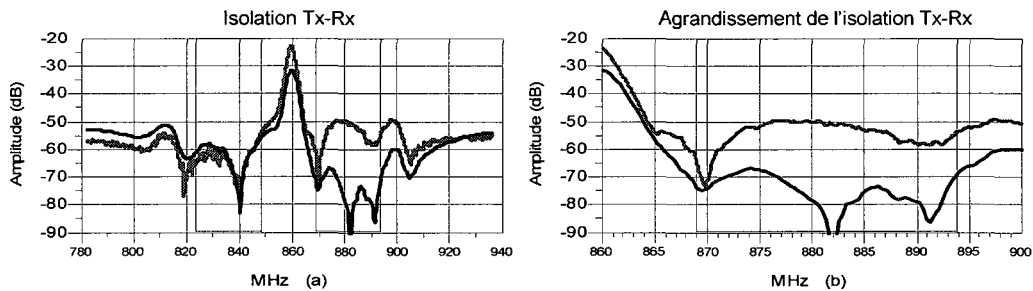


Figure 60 Amélioration de l'isolation en bande étroite du duplexeur dans la zone Rx

La figure 61a et b présente respectivement les niveaux d'adaptation en dB du port Tx et du port Rx. Les deux courbes dans chacun des deux graphiques permettent de comparer les niveaux d'adaptation entre un simple duplexeur et le prototype. Dans les deux cas, les deux courbes se superposent bien. Ainsi le niveau d'adaptation n'est pas affecté pas la présence d'une boucle secondaire si ce n'est que très légèrement, dû à la perte d'insertion des coupleurs directionnels.

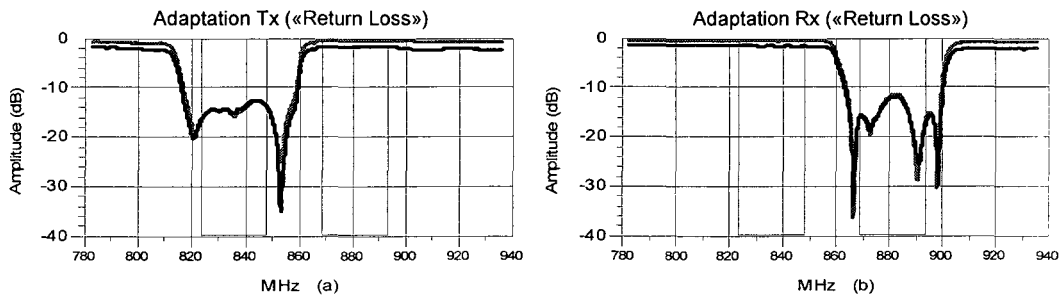


Figure 61 Adaptation aux ports a) Tx et b) Rx

Pour l'adaptation du port de l'antenne, il n'y a pratiquement pas de différence comme le démontre la figure 62.

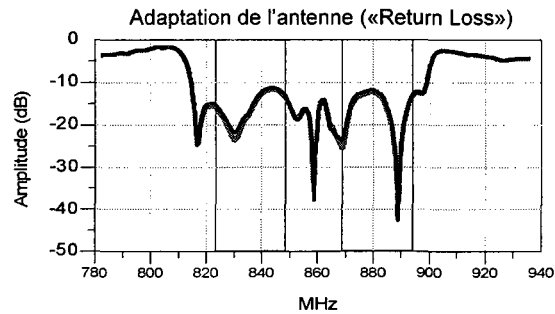


Figure 62 Adaptation du port de l'antenne

Le deuxième test avec le prototype fut aussi réalisé afin d'obtenir une annulation dans la bande de réception mais contrairement à l'obtention d'une augmentation de l'isolation à une fréquence précise, il était question d'obtenir cette augmentation de l'isolation sur toute la largeur de bande fréquentielle de la réception. Les ajustements des paramètres de contrôle pour l'amplificateur, le déphaseur et l'atténuateur afin de maximiser l'isolation sur toute la bande du récepteur étaient les suivants :

Voltage de l'amplificateur = 7 volts

Voltage de contrôle du déphaseur = 0.434 volts

Voltage de contrôle de l'atténuateur = 1.278 volts

La figure 63a et b présente l'augmentation de l'isolation dans la bande de fréquence de réception. L'isolation du duplexeur seul (trait fort pâle), qui était de 50 dB sur toute la largeur de bande du récepteur, est devenue d'environ 67 dB sur 25 MHz, soit la totalité de la bande, donc une augmentation de 17 dB. Ainsi, ce prototype prouve que l'utilisation de la topologie balancée permet d'élargir la bande d'isolation en affectant minimalement les autres performances du duplexeur seul.

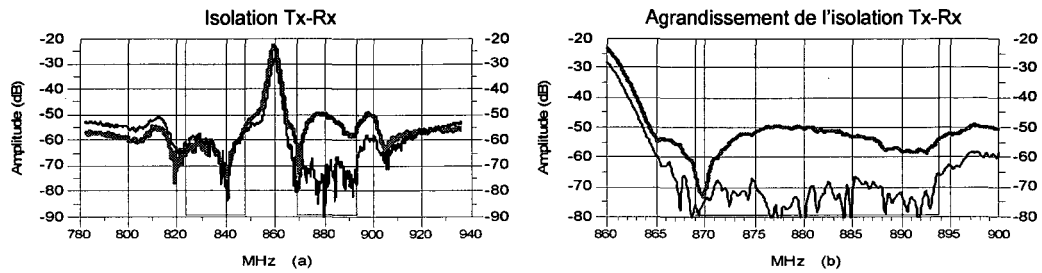


Figure 63 Amélioration large bande de l'isolation du duplexeur dans la zone Rx

Comme ce fut le cas avec les simulations virtuelles, toutes ces mesures ont été effectuées avec de bonnes terminaisons de 50Ω . Celles-ci étaient soit l'impédance caractéristique des instruments de mesure ou tout simplement une terminaison de 50Ω (connecteur). Malheureusement, le niveau de performance de l'isolation du prototype est dépendant du niveau d'adaptation de l'antenne. Il n'a pas été possible d'utiliser une antenne comme terminaison afin de vérifier l'impact sur les performances du prototype.

Afin d'étudier la performance du prototype sous un signal modulé, les paramètres S mesurés de ce dernier ont été incorporés dans le logiciel ADS. La figure 64a présente les résultats d'une telle simulation. Un signal Tx modulé (T1) de forte puissance est appliqué à l'entrée du prototype. Ce signal Tx (signal utile et le bruit généré par l'amplificateur) se retrouve en partie au port du récepteur (T2). La figure 64b présente un agrandissement de la bande de fréquence de réception. On constate une différence majeure au niveau du bruit reçu au récepteur entre l'utilisation d'un simple duplexeur (856356 de Sawtek) qu'avec l'utilisation de ce prototype. On voit très clairement que le rapport signal sur bruit sera beaucoup plus grand avec le prototype qu'avec le simple duplexeur ce qui entraînera une diminution de la probabilité d'erreur de transmission.

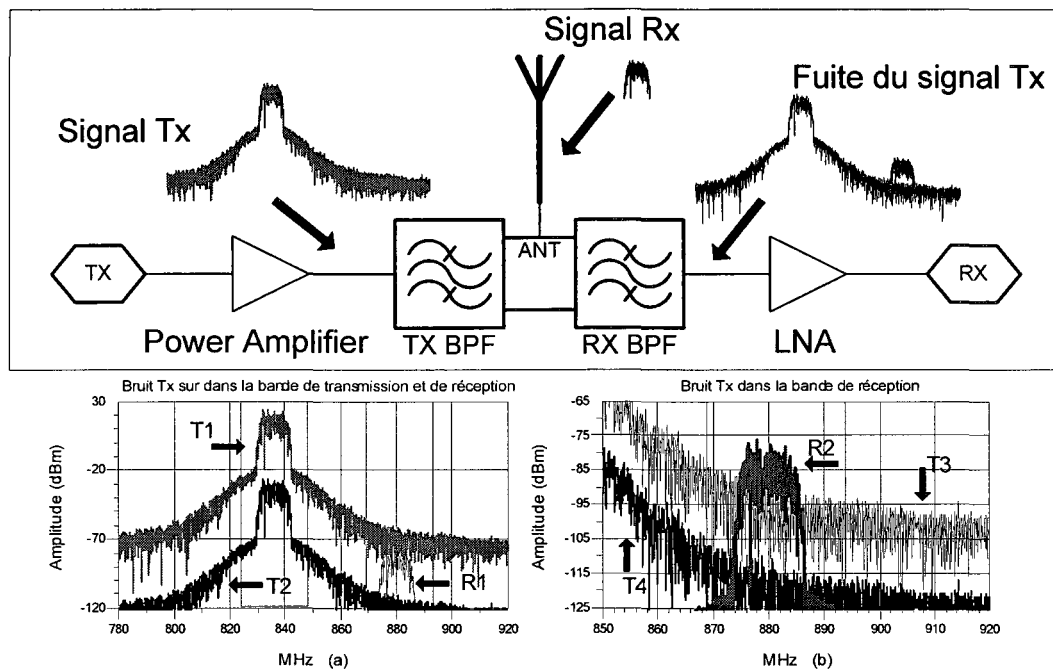


Figure 64 Bruit généré par l'amplificateur au récepteur

- T1: Signal TX de forte puissance et bruit TX injecté à l'entrée du prototype (port TX)
- T2: Signal TX et bruit TX reçu au port du récepteur du prototype
- R1: Signal RX reçu au port Rx du prototype par l'antenne
- R2: Signal RX reçu au port Rx du prototype par l'antenne ($R1 = R2$)
- T3: Bruit TX reçu au port du récepteur d'un simple duplexeur avec filtres SAW
- T4: Bruit TX reçu au port du récepteur du prototype

Bien que le déphaseur soit limité à 70 degrés de déphasage, il était aussi possible d'obtenir une augmentation de l'isolation dans la bande du transmetteur constituant ainsi le troisième test. La figure 65a démontre qu'il fut aussi possible d'obtenir une isolation importante en bande étroite dans la zone du transmetteur. La figure 65b présente plus précisément l'augmentation de l'isolation (trait faible foncé) par rapport à l'isolation du duplexeur seul (trait pâle fort).

Les paramètres de contrôle (obtenir une isolation supplémentaire dans la zone du transmetteur) pour l'amplificateur, le déphaseur et de l'atténuateur sont les suivants:

Voltage de l'amplificateur = 7 volts

Voltage de contrôle du déphaseur = 21 volts

Voltage de contrôle de l'atténuateur = 4.87 volts

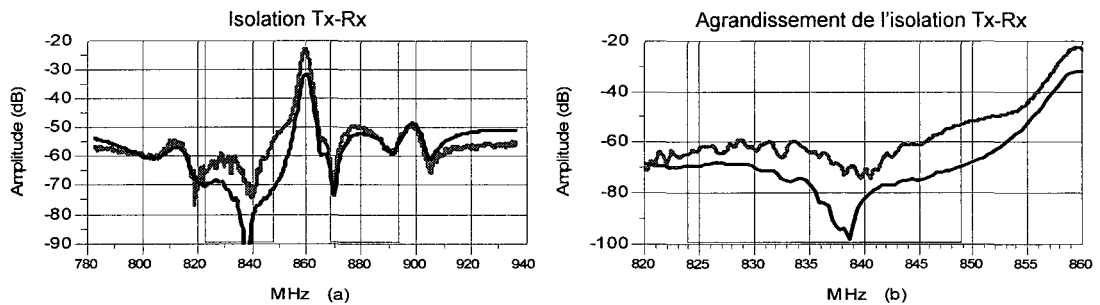


Figure 65 Isolation du duplexeur (*Tx zone*, bande étroite)

4.4 Analyse des résultats expérimentaux

Le prototype 1 donne de bons niveaux d'annulation mais pour une largeur de bande trop étroite. De plus, les variations de température occasionnent un désajustement du filtre YIG sur une période de temps relativement modeste. Ce désajustement brise l'équilibre d'annulation et le creux d'annulation se déplace légèrement en fréquence. Un système asservi doit être implanté afin de maintenir cet équilibre ce qui constitue une alternative laborieuse pour les applications de systèmes dynamiques.

Le prototype 2 permet d'élargir la bande du creux d'annulation. Par contre, certains éléments doivent être pris en considération dans les résultats obtenus avec le prototype. Premièrement, la présence d'un amplificateur dans la boucle secondaire, donc à proximité de la chaîne de réception, entraîne du bruit supplémentaire. Il est donc essentiel de vérifier cet ajout de bruit car cela affectera la sensibilité à la réception. Le

bruit ajouté dans la bande de fréquence du récepteur se calcule à partir du gain et de la figure de bruit de l'amplificateur utilisé et de la largeur de bande utilisée par le signal de réception. Il s'agira de vérifier si cette problématique engendrera des complications dépendamment des applications utilisées. Ensuite, l'amplificateur doit toujours demeurer dans sa partie linéaire. Bien que l'amplificateur utilisé dans le prototype soit de classe A, il reste que le niveau de puissance de sortie permise par l'amplificateur doit être supérieur aux demandes requises afin d'équilibrer les deux branches du prototype. La puissance de l'amplificateur utilisé dans le prototype à 1 dB de compression est de 22 dBm, cette puissance potentielle est bien supérieure aux besoins du prototype pour obtenir une prise de mesures sans phénomène de saturation de la part de l'amplificateur.

Les paramètres S du prototype ont été mesurés en ajustant la puissance de sortie de l'analyseur de réseau au maximum soit -5 dBm et augmenté par la suite à 15 dBm par un amplificateur (83006A Agilent Technologies) pour simuler un signal Tx de forte puissance. Étant donné que le début de la branche secondaire occasionne une grande atténuation au signal avant d'aboutir jusqu'à l'entrée de l'amplificateur (environ 41 dB pour le montage utilisé), il n'y aura pas de problème de saturation. En fait ces pertes sont réparties comme suit :

- perte du premier coupleur directionnel (10 dB);
- atténuateur de 9 dB (6 + 3 dB);
- atténuation du deuxième duplexeur 22 dB (l'atténuation la plus faible, voir figure 65a, trait fort pâle à 860MHz).

Ainsi, la puissance à l'entrée de l'amplificateur est de -26 dBm et, considérant le gain de 30 dB de celui-ci, la puissance de sortie sera de 4 dBm. Avec un tel amplificateur, il est possible d'utiliser un signal Tx avec une puissance allant jusqu'à 37 dBm sans qu'il y ait de saturation. Cependant, ce prototype ne peut prendre une telle puissance à cause des duplexeurs SAW qui sont limités à 30 dBm de puissance d'entrée.

Afin de réduire la perte d'insertion TX-Ant et Ant-RX, il serait plus avantageux d'utiliser des coupleurs directionnels de 20 dB et plus. Par contre, l'amplificateur devra compenser les deux grands facteurs de couplage des coupleurs par un très grand gain. Il est donc important de trouver un compromis entre les facteurs de couplage des coupleurs et le gain que doit fournir l'amplificateur. Cela dépendra des applications utilisées.

Considérant que le deuxième prototype utilise beaucoup d'éléments actifs, l'implantation de celui-ci dans une technologie miniature nécessite la considération de plusieurs facteurs dont les variations de température et l'alimentation. Une grande variation de la température peut causer des fluctuations au niveau du gain de l'amplificateur et ainsi diminuer les performances de l'isolation. La consommation énergétique de l'amplificateur doit être la plus faible possible d'où le choix qui doit se poser sur un amplificateur avec un grand rendement énergétique car la puissance totale consommée du système est limitée. Plusieurs autres facteurs sont aussi à considérer avant de poser comme choix des topologies à simple boucle ou des topologies balancées.

Le Tableau VIII résume les avantages et les inconvénients du prototype 1 par rapport à l'utilisation d'un duplexeur simple dynamique ainsi que les avantages et les inconvénients du prototype 2 par rapport à l'utilisation d'un duplexeur seul.

Tableau VIII
Avantages et inconvénients des prototypes réalisés

	Avantages	Désavantages
Expérience 1	Augmentation de l'isolation	Bande étroite Augmentation de la perte d'insertion Possibilités de dégradation de l'autre bande de fréquence Isolation dépendant de l'impédance de l'antenne Coûts Volume Conception
Expérience 2	Augmentation de l'isolation	Distorsions Bruit Température Alimentation Augmentation de la perte d'insertion Isolation dépendant de l'impédance de l'antenne Coûts (nécessite deux duplexeurs) Volume Conception

Bien que les simulations des topologies balancées avec circuits hybrides ont démontré qu'elles étaient celles qui regroupaient les avantages des topologies balancées sans leurs inconvénients, il n'a pas été possible de fabriquer un prototype de ce genre afin de démontrer pratiquement ces résultats. Pour parvenir à la réalisation d'un tel prototype, il est essentiel de posséder deux duplexeurs quasi-identiques ayant la même réponse fréquentielle en isolation (S31) en amplitude et en phase. Même en choisissant deux duplexeurs de même marque, il existe de petites différences dues aux procédés de fabrication (boîtier et fils *wirebond*). Il est alors préférable de se tourner vers une

intégration où l'ensemble du circuit est concentré sur un même substrat. Ce processus permet de contrôler ainsi la « répétabilité » des différents éléments.

4.5 Planification en vue d'une réalisation MMIC

La dernière partie de ce mémoire est consacrée à une éventuelle implémentation en technologie MMIC de la topologie balancée avec les circuits hybrides. C'est cette topologie qui présente les perspectives les plus prometteuses par rapport aux simulations obtenues. La technologie MMIC permet une répétition de production des circuits avec très peu de variation. La topologie avec les circuits hybrides nécessite uniquement des éléments passifs; elle peut donc se réaliser plus facilement que les autres car il n'y a pas d'éléments actifs. Par contre, les matériaux nécessaires pour la construction de filtres SAW (des piézoélectriques) sont bien différents de ceux qui sont normalement utilisés pour obtenir des inductances, des condensateurs ou des résistances ce qui impliquerait des connections à l'aide de fils *wirebond*.

La conception de filtres passe-bande à base d'inductance et de condensateurs requière un ordre assez élevé pour atteindre la même réjection (figure 66) que les filtres SAW utilisés dans le duplexeur (856356 de Triquint). Avec un nombre élevé d'éléments passifs, cela se traduirait par un grand besoin d'espace en technologie MMIC. Ce besoin d'espace représenterait un grand coût de production.

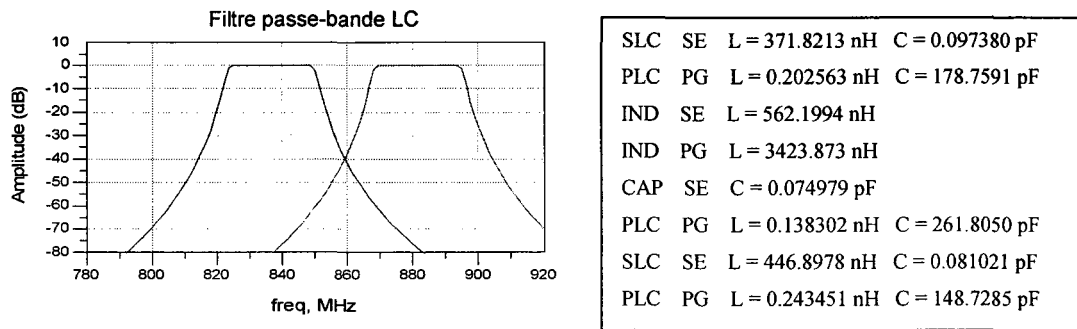


Figure 66 Filtre passe-bande LC

Il est évident que l'ordre devra être réduit afin de sauver de l'espace au détriment de l'obtention de la même réjection des filtres passe-bande. De plus, l'utilisation de filtres LC en basse fréquence n'est pas recommandée car cela implique des inductances beaucoup trop grosses pour une intégration en MMIC. En conséquence, il s'agira de construire un duplexeur en haute fréquence avec des filtres LC de façon à obtenir une réjection de l'ordre de 30 dB. En intégrant la nouvelle topologie avec deux duplexeurs utilisant des filtres LC, il sera alors possible d'obtenir les mêmes performances de réjection que le duplexeur à base de filtres SAW (856356). Par contre, la perte d'insertion sera beaucoup plus petite ce qui augmentera légèrement le SNR au récepteur. De plus, ce nouveau duplexeur pourra accepter de plus grandes puissances RF par rapport au duplexeur à base de filtres SAW. Il va de soi que le volume total de l'ensemble de la nouvelle topologie se doit d'être similaire à celui d'un simple duplexeur.

En ce qui concerne la miniaturisation des circuits hybrides, la conception ne peut pas s'effectuer en utilisant des lignes de transmission d'un quart de lambda car cela exige un espace beaucoup trop grand. Il faut utiliser des composantes LC (figure 67) qui permettra de simplifier les lignes quart d'onde pour donner une architecture dépourvu de ligne de transmission et ainsi permettre l'intégration en MMIC [5].

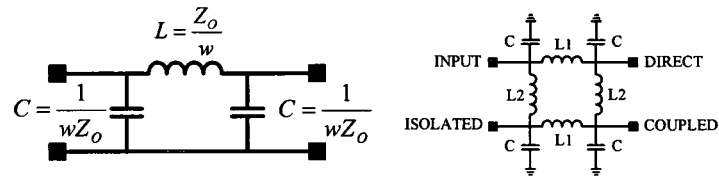


Figure 67 Ligne quart d'onde (MMIC) et coupleur hybride (MMIC)

Considérant les coûts associés à une telle intégration, une association avec la CMC (Société canadienne de microélectronique) est donc essentielle. Le choix de la technologie est un élément qui doit être pris en grande considération lorsqu'il s'agit de miniaturiser un circuit. Plusieurs technologies sont disponibles chez la CMC. Le Tableau IX présente ces différentes technologies.

Tableau IX
Choix de technologies MMIC

Technologie	Description	Compagnie
CMOSP13	0.13-micron CMOS	TSMC, PMC-Sierra
CMOSP18	0.18-micron CMOS	TSMC, PMC-Sierra
CMOSP35	0.35-micron CMOS	TSMC, PMC-Sierra, MOSIS
GA911	2.5 GHz Bipolar linear array	Gennum Corporation
SiGe	Silicon Germanium	IBM, MOSIS
MUMPs	Surface micromachining process	Cronos, JDS Uniphase
BEAMS		CMC micromachining MEMS service

Malheureusement, les modèles disponibles pour le logiciel ADS (*Advanced Design System*) étaient uniquement ceux de la technologie CMOSP18. Ceux-ci étaient

modélisés pour la partie schématique uniquement. Le *layout* de ces modèles pouvait être visualisé uniquement dans le logiciel Cadence. Plusieurs tentatives pour obtenir une surface plus grande ont été demandées mais en vain.

4.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté les résultats de deux prototypes fabriqués afin de vérifier les performances réelles par rapport aux simulations. Le premier prototype est composé d'un filtre YIG avec une simple boucle. Celui-ci permettait d'augmenter l'isolation mais en bande très étroite tandis que le deuxième prototype, composé d'une architecture balancée, permettait d'augmenter l'isolation sur une large bande. Ce chapitre proposait également certaines avenues en vue d'obtenir de meilleures performances avec une technologie d'intégration à petite échelle (MMIC) utilisant la topologie balancée avec les circuits hybrides. D'ailleurs, cette topologie balancée avec circuit hybride est actuellement en instance de brevet déposé à l'École de technologie supérieure.

CONCLUSION

Cette étude sur les nouvelles topologies de duplexeurs permet de conclure qu'il est possible d'augmenter les performances des duplexeurs actuellement sur le marché. L'augmentation de l'isolation d'un duplexeur peut être implanté sur n'importe quel type de duplexeur. Cela peut être des duplexeurs à base de filtres SAW, de cavités, de filtres LC ou des circulateurs. Les techniques d'annulation des signaux requièrent de bonnes précisions. Ceci implique de très faibles tolérances sur les imperfections des différents éléments qui composent les topologies énumérées dans ce mémoire. Les simulations virtuelles présentées au Chapitre 3 démontrent une augmentation significative de l'isolation. Les topologies à simple boucle augmente l'isolation mais en une bande très étroite tandis que les topologies balancées permettent d'élargir cette même bande de fréquence. Par contre, toutes ces topologies dégradent légèrement les autres caractéristiques électriques. L'architecture balancée avec circuits hybrides est celle dont la topologie regroupe tous les avantages des autres sans les effets néfastes.

Considérant les besoins bien différents d'une application à l'autre, certaines architectures peuvent s'avérer très utiles dans certain cas et plus laborieuses dans d'autres cas. Il a aussi été démontré avec l'expérience 1 au Chapitre 4 qu'il était possible d'augmenter l'isolation dans la bande du récepteur d'environ 20 dB supplémentaires en bandes étroites tandis qu'avec le deuxième prototype au même chapitre, l'isolation suivait environ la même augmentation mais en larges bandes.

L'implantation de la topologie balancée avec circuits hybrides en technologie MMIC permettrait d'obtenir de bons résultats tout en étant sous un petit format. En utilisant un petit volume, cette approche peut très bien être implantée dans les systèmes sans fil portatifs (cellulaire) ou les tours de transmission.

Les systèmes de télécommunication de haute puissance peuvent bénéficier grandement de ces techniques afin d'augmenter l'isolation sans compromettre leurs caractéristiques électriques d'origine.

BLIBLIOGRAPHIE

- [1] Williamson, M., Kannangara, S. et Faulkner, M. (2003). *Performance Analysis of Adaptive Wideband Duplexer*, Telecommunication and Micro-Electronics Centre, School of Communication and Informatics, Victoria University, Melbourne (Australie)
- [2] Kannangara, S., Faulkner, M. (2003) *Adaptive Duplexer for Multiband Transceiver*. Telecommunication and Micro-Electronics Centre, School of Communication and Informatics, Victoria University, Melbourne, Australia
- [3] Jeong, Y.C., Park, J.S. et Lim, J.B. (2001). *A Rx Cancellation Loop Configuration for Amplifier Module*, Department of Electronic Engineering, Kookmin University, Séoul (Corée).
- [4] O'Sullivan, T., York, R., Noren, B. et Asbeck, P. (2004). *Adaptive Duplexer Implemented Using Feedforward Technique with a BST Phase Shifter*, University of California, San Diego (CA).
- [5] Roberson, I.D. et Lucyszyn, S. (2001). *RFIC and MMIC Design and Technology*, The Institution of Electrical Engineering, Londres (Angleterre).
- [6] Agilent Technologies (2003). « Working with Data Files » in *Circuit Simulation*, chap. 7, ADS Software (Advanced Design System), mai.
- [7] Pothecary, N. (1999). *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Artech House Inc., Norwood (MA).
- [8] Helszajn, J. (1985). *YIG Resonators and Filters*, Heriot-Watt University, Édimbourg (Écosse).
- [9] Pozar, D.M. (2005). *Microwave Engineering*, 3e éd., John Wiley and Sons.