



THÈSE

Pour l'obtention du grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS UFR des sciences fondamentales et appliquées XLIM-SIC (Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

École doctorale : Sciences et ingénierie pour l'information, mathématiques - S2IM (Poitiers) Secteur de recherche : Electronique des hautes fréquences, photonique et système

> Présentée par : Zakaria Settaf

Étude et réalisation d'un duplexeur SOI accordable multibande pour les futures générations de systèmes de téléphonie mobile

Directeur(s) de Thèse : Claude Duvanaud, Smail Bachir

Soutenue le 16 décembre 2016 devant le jury

<u>Jury :</u>

Président	Jean-Michel Nebus	Professeur, Université de Limoges
Rapporteur	Eric Kerhervé Professeur, Université de Bordeaux	
Rapporteur	Amparo Herrera-Guardado	Profesor, Univerisidad De Cantabria, Santander, España
Membre	Claude Duvanaud	Maître de conférences, Université de Poitiers
Membre	Smail BachirMaître de conférences, Université de Poitiers	
Membre	Herve Cam	Docteur Ingénieur, Directeur ACCO, Louveciennes

Pour citer cette thèse :

Zakaria Settaf. Étude et réalisation d'un duplexeur SOI accordable multibande pour les futures générations de systèmes de téléphonie mobile [En ligne]. Thèse Electronique des hautes fréquences, photonique et système. Poitiers : Université de Poitiers, 2016. Disponible sur Internet http://theses.univ-poitiers.fr

THESE

pour l'obtention du Grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS (Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées) (Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

Ecole Doctorale : S2IM

Secteur de Recherche : Laboratoire XLIM-SIC

Discipline : Electronique des hautes fréquences, photonique et système

Présentée par :

Zakaria SETTAF

Etude et réalisation d'un duplexeur SOI accordable multibande pour les futures générations de systèmes de téléphonie mobile

Directeurs de Thèse :

Claude DUVANAUD Smail BACHIR

Soutenue le 16 Décembre 2016

devant la Commission d'Examen

<u>JURY</u>

Amparo HERRERA Eric KERHERVE Jean-Michel NEBUS Hervé CAM Smail BACHIR Claude DUVANAUD Professeur, Université de Cantabria Professeur, Université de Bordeaux Professeur, Université de Limoges Docteur Ingénieur, Directeur ACCO Maitre de conférences HDR, Université de Poitiers Maitre de conférences HDR, Université de Poitiers Rapporteur Rapporteur Examinateur Examinateur Encadrant Encadrant

Résumé :

Les demandes en débits, de plus en plus élevés pour la téléphonie mobile, ont conduit à développer de nouveaux standards et modes de fonctionnement, tels que la 4G et bientôt la 5G. Ces standards, qui sont de plus en plus efficaces en termes de débit, imposent des contraintes de plus en plus importantes aux circuits qui leurs sont dédiés. S'ajoute également à ça la difficulté de continuer à assurer la compatibilité avec les standards déjà en place : de ce fait, il est donc devenu nécessaire pour les concepteurs de proposer des solutions intégrées couvrant toutes les gammes de fréquences en restant compatibles avec les modes de fonctionnement présents.

Parmi ces composants, le duplexeur est un élément clef dans les systèmes d'émission-réception qui permet de séparer l'émission de la réception au cours d'une communication simultanée en utilisant une seule antenne. C'est un composant important pour la chaine de réception car la détection du signal désiré dépend de ses caractéristiques. Ce dispositif est conçu sur du matériau piézoélectrique, qui ne permet pas d'obtenir un filtre agile en fonction de la fréquence. Dans ce contexte, il est intéressant de rechercher une nouvelle architecture de duplexeur, permettant une réalisation intégrée et un fonctionnement agile.

Dans un premier temps, la définition des fonctions que doit réaliser un duplexeur se base sur des études et simulations systèmes. Afin de bien orienter le sens des recherches, il est très important d'identifier les contraintes et limitations technologiques. Plusieurs architectures de duplexeur ont été retenues en se basant sur des études récentes menées dans différentes équipes de recherche.

Des solutions possibles ont été présentées et des modifications de la structure d'un amplificateur faible bruit LNA ont été évaluées en simulation. Ainsi, une première rejection du signal résiduel Tx est obtenu grâce à des structures actives d'annulation du signal. Un classement des architectures de duplexeur a ensuite été proposé, avec des améliorations pour les rendre intégrables et reconfigurables. Les architectures de duplexeur à éléments actifs n'ont pas été retenues compte tenu des niveaux de puissance d'émission en jeu qui entrainent des consommations électriques élevées et des comportements non-linéaires. Parmi toutes les solutions de duplexeurs passifs étudiées, le duplexeur à coupleur hybride 3dB est une solution permettant d'obtenir des performances attractives. Les simulations pour différentes bandes de fréquences ont montré que l'on pouvait respecter les spécifications de l'isolation TxRx en combinant la solution avec un système de rejection du signal Tx au niveau du LNA.

Le dernier chapitre présente la conception, la réalisation et le test de coupleurs hybrides et duplexeurs. Les performances RF du coupleur hybride 3dB sont conformes à nos attentes. Les performances RF du duplexeur peuvent être ajustées en fonction de la bande de fréquence désirée grâce aux capacités commutées. Le circuit a été implémenté en utilisant la technologie SOI 0.13 µm de ST Microelectronics et mesuré avec un boitier BT soudé sur un support de test PCB. Concernant la première version du duplexeur, les niveaux de perte Tx avoisinent les 4.4 dB côté Tx et 4.3 dB côté Rx suivant les bandes de fréquences choisies, tout en assurant un niveau d'isolation de 28 dB au minimum. La deuxième version du duplexeur présente quant à lui des pertes Tx avoisinant 3.5 dB et pertes Rx avoisinant 3.3 dB tout en assurant un niveau d'isolation de 30 dB au minimum.

Mots clés : Coupleur hybride 3dB, Duplexeur accordable, duplexeur actif, duplexeur passif, Téléphonie mobile

Study and design of a tunable SOI duplexer multiband for future generations of mobile systems

Summary:

Several standards have been defined and are currently used on mobile phones. With the high request for the broadband, several new standards were developed. As a result, many circuits are used, each dedicated to one standard and thus one frequency band, which increase the difficulty of integrating these dedicated circuits and then the overall cost. It has become necessary for designers to propose tunable integrated circuit that can address several frequency ranges with different operating modes.

The duplexer allows the establishment of simultaneous communications, using a single antenna for sending and receiving data, without any interferences. It is a vital component, especially for receiver. In fact, the quality of the received signal depends greatly on the duplexer characteristics. This device is designed on the piezoelectric material, which does not allow to achieve a tunable filter according to the frequency. In this context, it seems interesting to study a new architecture of duplexer.

Therefore, it is necessary to define the duplexer function based on studies and system simulations, thus identify the constraints and technology limitations. Several duplexer architectures were selected based on recent studies in different research teams.

Different solutions were presented and some modifications on the structure of a Low Noise Amplifier (LNA) were evaluated by simulation. Thus, a first rejection of Tx signal is obtained through signal cancelation with active structures. A classification of these architectures was proposed and also improvements to make them integrated and tunable. The architecture of the active duplexer has not been chosen because of high transmit power level that leads to high consumption and nonlinearity behavior. Among all the solutions studied, the duplexer using hybrid 3dB coupler shown the most attractive performance. Simulations for different frequency bands showed that it could meet TxRx isolation requirements by combining the hybrid 3dB coupler solution with the signal rejection at the LNA level.

The final chapter presents the design, implementation and testing of hybrid 3dB coupler and duplexer. The RF performance of the hybrid 3dB coupler is in the line with expectations. The RF performance of the duplexer can be corrected according to the desired frequency band through the switched capacitor. The circuit was implemented using SOI technology 0.13 µm from ST Microelectronics and measured on BT soldered on a PCB test support. Regarding the first version of the duplexer proposed, the Tx loss level is around 4.4 dB and the Rx loss level is around 4.3 dB following the frequency band chosen, ensuring a TxRx isolation of 28 dB minimum. The second version of the duplexer achieves a Tx losses about 3.5 dB and Rx losses about 3.3 dB while ensuring a TxRx isolation level of 30 dB minimum.

Key words : Active duplexer, Handset, Hybrid 3dB coupler, Passive duplexer, Tunable duplexer.

Table des matières

Table des figures	•••••
Table des tableaux	
Introduction générale	1
Chapitre 1 Les duplexeurs et leurs applications dans la téléphonie mobile	3
A. Présentation générale des systèmes de téléphonie mobile	3
1. Les différents standards	3
2. Les modes de transmission	4
3. Architecture d'émetteur-récepteur radiofréquence	6
B. Intérêt, réalisation de dispositifs reconfigurables	7
1. Intérêt des dispositifs reconfigurables	7
2. Commutateur RF en technologie Silicium sur Isolant	9
i. La technologie Silicium sur Isolant	9
ii. Commutateur radio fréquence sur substrat SOI	10
3. Exemple d'application : tuner d'antenne	12
C. Le duplexeur	15
1. Présentation générale	15
i. Rôle du duplexeur	15
ii. Performances en puissance	15
2. Les différentes contraintes de conception d'un duplexeur	17
i. Présence d'un signal Tx sur le récepteur	17
ii. Présence d'un signal Tx et d'un brouilleur sur le récepteur	18
iii. Facteur de bruit et sensibilité	20
2. Simulation du comportement d'un système de communication mobile	22
i. Description du système	22
ii. Simulation pour différents niveaux d'isolation TxRx	23
iii. Simulation pour différents niveaux d'isolation TxRx en présence d'un brouilleur	24
3. Différents types de duplexeur commerciaux	26
i. Filtre SAW	26
ii. Filtre BAW	27
D. Conclusion	29
Références bibliographiques	31
Chapitre 2 Etude des différentes architectures de réjection du signal TX et implémentation	sur
	دد دد
 R Etude de différentes architectures de réjection du signal TV 	دد ۱2
Lique de differences architectures de lejection du signal 17	54 21
1 . Description des caracteristiques du LINA	54

2.	Réjection du signal Tx par transposition et filtrage des signaux d'antenne	. 35
i.	Architecture feedforward	. 35
ii	. Architecture à contre réaction	. 36
3.	Réjection du signal Tx en réception à partir du signal Tx émis	. 38
4.	Réjection du signal Tx par filtrage à capacités commutées	. 40
C. R	éjection du signal Tx au niveau du LNA	. 42
1.	Présentation du concept	. 42
2.	Conception du LNA sans réjection	. 43
3.	Annulation du courant drain I_{Tx} par une seconde source en parallèle	. 45
4.	Annulation du courant drain I_{TX} par modification de la tension grille-source	. 48
D.S	ynthèse et conclusion	. 55
Réf	érences bibliographiques	. 56
Chapitre	3 Etude de différentes structures de duplexeur accordable hors filtre céramique	. 57
A. Iı	ntroduction	. 57
Β. Ε	tude de duplexeurs actifs	. 57
1.	Utilisation d'un amplificateur distribué	. 57
2.	Conception d'un quasi- circulateur actif	. 59
3.	Simulation du quasi-circulateur actif et conclusion	. 60
C. E	tude de duplexeurs passifs à transformateur hybride	. 63
1.	Etat de l'art du duplexeur passif à transformateur hybride	. 63
2.	Principe de fonctionnement et caractérisation d'un balun	. 66
i.	Paramètres d'un balun	. 66
ii	. Modélisation d'un balun	. 70
3.	Proposition d'amélioration de l'architecture du duplexeur à transformateur hybride	. 74
i.	Architecture 1 de duplexeur accordable	. 74
ii	. Architecture 2 de duplexeur accordable	. 79
D. E	tude de duplexeurs passifs à coupleur hybride	. 84
1.	Principe et état de l'art	. 84
2.	Modélisation et caractéristiques d'un coupleur hybride 3dB	. 85
3.	Conception d'un coupleur hybride 3dB	. 89
4.	Conception d'un duplexeur à coupleurs hybrides	. 94
i.	Présentation du duplexeur proposé	. 94
ii	. Etude en mode émission	. 95
ii	i. Etude en mode réception	. 96
iv	 Mise en œuvre dans un système 2 antennes 	. 97
v	. Mise en œuvre dans un système conventionnel	. 98
v	i. Mise en œuvre dans un système conventionnel en déséquilibrant les coupleurs	. 99
v	ii. Conception et simulation avec des déphaseurs idéaux	100

	viii.	Simulations avec des déphaseurs réels			
E.	. Synthèse et conclusion 10				
R	Références bibliographiques109				
Chapit	Chapitre 4 Conception, réalisation et mesure de duplexeur accordable				
Α.	A. Introduction au système de duplexeur accordable111				
В.	Con	ception du module d'isolation TxRx			
1	. Sy	stème A : Duplexeur accordable pour les bandes 1, 2 et 3			
	i.	Conception des commutateurs RF			
	ii.	Conception et dessin du système			
	iii.	Conception du boitier de la puce en technologie BT			
	iv.	Résultats de simulation des performances du duplexeur A			
2	. Sy	vstème B : Duplexeur accordable pour la bande 1			
	i.	Conception et dessin du système			
	ii.	Conception du support en technologie BT			
	iii.	Résultats de simulation des performances du duplexeur B			
3	. C	onception du PCB			
C.	Mes	ures des coupleurs et des duplexeurs	127		
1	. N	lesures sous pointes du coupleur hybride 3dB			
2	. N	lesures du duplexeur à coupleurs hybrides : Version A			
3	. N	lesures du duplexeur à coupleurs hybrides : Version B			
D.	D. Conclusion				
Conclu	usion	générale	139		

Table des figures

Figure 1-1: Schéma d'un duplex temporel TDD	4
Figure 1-2: Schéma d'un duplex fréquentiel FDD	4
Figure 1-3: Architecture d'un émetteur-récepteur idéal	6
Figure 1-4: Fonctionnement d'un émetteur-récepteur radio fréquence	
Figure 1-5: Architecture d'un front end classique multistandard	8
Figure 1-6: Architecture d'un front end totalement accordable	8
Figure 1-7: Description du substrat Silicium sur Isolant [10]	ی م
Figure 1-8: Architecture d'un commutateur BE en mode bloqué (a) et en mode passant (b)	10
Figure 1-9: Principe de fonctionnement du transistor NMOS sur SOI à l'état OFF	10
Figure 1-10: Principe de fonctionnement du transistor NMOS sur SOLà l'état ON	11
Figure 1-11: Géométrie du transistor W/I	11
Figure 1-11. Geofficille du transistor W/L	····· ±±
l'IDhono 4 [19]	12
Figure 1 12: Fonctionnement d'un tuner d'antenne	12
Figure 1-15. Folictionnement a un tuner d'antenne	15
Figure 1-14: Description du tuner à antenne	14
Figure 1-15: Puissance de sortie et PAE pour les bandes de frequence LB (a) et HB (b)	14
Figure 1-16: Evolution du marche sur les duplexeurs [19]	15
Figure 1-17:Schema de test du duplexeur en emission	16
Figure 1-18: Schema de test du duplexeur en reception	16
Figure 1-19: Architecture d'un front end simplifié illustrant les problematiques à pallier par un	. –
duplexeur	17
Figure 1-20: Réduction du niveau du signal désiré Rx due au fort niveau du signal de transmissio	n Tx
	18
Figure 1-21: Architecture d'un front end simplifié illustrant les problématiques à pallier par un	
duplexeur	19
Figure 1-22: Conséquence d'un fort niveau de signal Tx et d'un brouilleur sur un LNA fonctionna	nt en
régime non linéaire : création de la modulation croisée	20
Figure 1-23: Spécifications des signaux brouilleurs fixées par la 3GPP pour l'UMTS et pour la LTE	20
Figure 1-24: Description des niveaux de détection d'un signal reçu depuis l'antenne	21
Figure 1-25: Schéma du système de télécommunication mobile utilisant la modulation QPSK	22
Figure 1-26: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade	e de la
chaine de réception en I pour 55 dB d'isolation TxRx	23
Figure 1-27: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade	e de la
chaine de réception en Q pour 55 dB d'isolation TxRx	23
Figure 1-28: Données numériques en provenance de la station de base et du téléphone mobile,	à
chaque stade de la chaine de réception en I pour 45 dB d'isolation TxRx	24
Figure 1-29: Données numériques en provenance de la station de base et du téléphone mobile,	à
chaque stade de la chaine de réception en Q pour 45 dB d'isolation TxRx	24
Figure 1-30: Schéma du système de télécommunication mobile utilisant la modulation QPSK ave	ec la
présence d'un signal brouilleur	25
Figure 1-31: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade	e de la
chaine de réception en Q pour 48 dB d'isolation TxRx	25
Figure 1-32: Principe de fonctionnement d'un filtre SAW	26
Figure 1-33: Performances d'un filtre SAW du fabriquant EPCOS pour la bande 1: 2110-2170 MF	Iz [6].
	27
Figure 1-34: Schéma d'un filtre BAW (a) Structure du substrat d'un résonateur BAW (b) Rénonse	e en
fréquence du filtre BAW (c) [21]	28
Figure 1-35: Application de chaque type de duplexeur commercial [22]	29

Figure 2-1: Renforcement de la réjection du signal Tx par utilisation du signal émis au niveau du	
récepteur	33
Figure 2-2: Structure feedforward d'annulation du signal Tx	35
Figure 2-3: Présentation d'un système feedforward [24]	36
Figure 2-4: Réponse du système [24]	36
Figure 2-5: Structure feedback d'annulation du signal Tx	37
Figure 2-6: Résultats de mesure en utilisant ou non le système de filtrage à la fréquence Tx OL [26]	37
Figure 2-7: Mesure du gain du LNA en utilisant ou non le système de filtrage [26]	38
Figure 2-8: Principe d'annulation du signal Tx sur le récepteur	38
Figure 2-9: Description du prototype de duplexeur et réponse en fréquence du duplexeur sur la voie	е
de réception [29]	39
Figure 2-10: Description du prototype de duplexeur réalisé [29]	40
Figure 2-11: Mesure de l'isolation TxRx du duplexeur [29]	40
Figure 2-12: Réponse en amplitude du filtre passe bas à capacités commutées.[30]	41
Figure 2-13: Architecture du filtre en différentiel à 4 Path. [31]	41
Figure 2-14: Gain et S11 du filtre à 4 Path. [31]	42
Figure 2-15: Annulation du signal Tx en amont du LNA	43
Figure 2-16: Architecture générale du LNA	44
Figure 2-17: Schéma détaillé du LNA	44
Figure 2-18: Schéma explicatif du système de suppression du signal grille-drain	45
Figure 2-19: Schéma du LNA utilisant l'architecture de suppression du signal grille-drain	46
Figure 2-20: Schéma simplifié du LNA utilisant l'architecture de suppression du signal grille-drain	46
Figure 2-21: Performances du système d'annulation pour une puissance du signal Tx en entrée à -2!	5
dBm (a) à -10 dBm (b) à 0 dBm (c)	47
Figure 2-22: Facteur de bruit du système (nf), facteur de bruit du LNA seul (LNA_seulnf)	48
Figure 2-23: Schéma explicatif du système de suppression par modification de la tension grille-	
source	49
Figure 2-24: Application à la paire différentielle d'entrée par une source de tension RF	49
Figure 2-25: Schéma du LNA doté d'une source de tension	50
Figure 2-26: Schéma du LNA simulé	50
Figure 2-27: Tension V_{GS} et courant I_D à la fréquence Tx en fonction de la tension de correction	51
Figure 2-28: Performances du système pour un signal d'entrée Tx fixé à -10 dBm (a) à 0 dBm (b)	52
Figure 2-29: Implémentation testée utilisant un balun pour l'application du signal de correction	53
Figure 2-30: Schéma du LNA simulé	53
Figure 2-31: Résultats obtenus avec un niveau du signal Tx en entrée à -10 dBm (a) à 2 dBm (b)	54
Figure 2-32: Facteur de bruit du système (NF), facteur de bruit du LNA seul (LNA_seulnf)	54
Figure 3-1: Configuration classique d'un amplificateur distribué	57
Figure 3-2: Description du principe de fonctionnement du duplexeur actif [33]	58
Figure 3-3: Principe de fonctionnement du quasi-circulateur actif	59
Figure 3-4: Principe général de fonctionnement d'un quasi-circulateur actif	60
Figure 3-5: Exemple de conception en technologie CMOS	60
Figure 3-6: Module du quasi-circulateur actif	60
Figure 3-7: Schéma de fonctionnement du quasi-circulateur simulé	61
Figure 3-8: Schéma de test du quasi-circulateur actif accordable grâce aux éléments encadrés en	
rouge	62
Figure 3-9: Résultats de simulation du duplexeur : Gain, Adaptation en entrée du dispositif et	
isolation TxRx	62
Figure 3-10: Résultats de simulation du duplexeur: Signal à l'entrée du duplexeur, signal Tx transmis	s à
l'antenne et isolation TxRx	63
Figure 3-11: Schéma d'un duplexeur utilisant un transformateur hybride	~ •
	64
Figure 3-12: Pertes d'insertion du transformateur hybride en fonction du rapport d'enroulement r.	64 65

Figure 3-14: Isolation TxRx du transformateur hybride seul (a), isolation TxRx du duplexeur (b) facte	eur
de bruit et gain du LNA (c) [42)	66
Figure 3-15: Principe de fonctionnement d'un balun	66
Figure 3-16: Dispositif deux ports en paramètres S	67
Figure 3-17: Dispositif trois ports en paramètres S	67
Figure 3-18: Dessin d'un balun intégré sur silicium pour la société ACCO	.70
Figure 3-19: Modèle équivalent d'une ligne	.70
Figure 3-20: Modèle équivalent du balun	.72
Figure 3-21: Comparaison des résultats d'extraction des paramètres entre le modèle et le balun	
réalisé : transformation d'impédance en RP, CP, erreur en amplitude et phase	.73
Figure 3-22: Comparaison des résultats d'extraction des paramètres entre le modèle et le balun	
réalisé : gain en mode commun, pertes d'insertion, adaptation vue à l'entrée du balun	. 74
Figure 3-23: Schéma d'un duplexeur utilisant un transformateur hybride [42]	.75
Figure 3-24: Proposition d'amélioration de l'architecture de duplexeur.	. 75
Figure 3-25: Schéma de simulation du duplexeur en utilisant des éléments idéaux	.75
Figure 3-26: Performances du duplexeur en mode émission et réception	. 76
Figure 3-27: Fonctionnement du duplexeur en utilisant des éléments idéaux et en rajoutant un	
second déphaseur ayant une valeur fixe.	.76
Figure 3-28: Performances du duplexeur pour chaque déphasage introduit en émission et réceptio	n.
	. 77
Figure 3-29: Schéma de test du duplexeur en utilisant le modèle du balun	.78
Figure 3-30: Performances du duplexeur sur la voie de réception et de transmission	.78
Figure 3-31: Schéma du déphaseur en utilisant un modèle en 4T	.79
Figure 3-32: Résultats de simulation en paramètres S du déphaseur en utilisant un modèle en 4T	. 79
Figure 3-33: Principe de fonctionnement du duplexeur	. 80
Figure 3-34: Schéma de test du duplexeur utilisant le modèle de balun conçu	80
Figure 3-35: Performances du duplexeur sur la voie d'émission et réception	81
Figure 3-36: Schéma du déphaseur utilisant le modèle en 3T	81
Figure 3-37: Performances du déphaseur utilisant le modèle en 3T	81
Figure 3-38: Schéma du déphaseur à 40° utilisant un modèle en T	81
Figure 3-39: Performances du déphaseur fixe à 40°	82
Figure 3-40: Schéma de test du duplexeur utilisant le modèle de balun conçu ainsi que les modèles	;
des déphaseurs	83
Figure 3-41: Performances du duplexeur en termes de transmission, réception ainsi qu'en termes	
d'isolation TxRx	83
Figure 3-42: Performances du duplexeur en termes de transmission, réception ainsi qu'en termes	
d'isolation TxRx après correction	83
Figure 3-43: Principe de fonctionnement d'un coupleur hybride 3dB	. 84
Figure 3-44: Schéma du duplexeur conçu grâce au coupleur hybride 3dB avec la technologie MMIC	
[44]	. 84
Figure 3-45: Dessin du duplexeur	85
Figure 3-46: Résultats de simulations et de mesures du duplexeur	85
Figure 3-47: Topologie du coupleur hybride 3dB utilisant des éléments discrets	86
Figure 3-48: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y ₁₁	. 87
Figure 3-49: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y ₂₁	. 87
Figure 3-50: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y ₃₁	88
Figure 3-51: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y ₄₁	. 88
Figure 3-52: Schéma du coupleur hybride 3dB utilisant des éléments idéaux	. 90
Figure 3-53: Performances du coupleur hybride 3dB en termes de transmission du signal vers la voi	ie
directe et couplée	. 90
Figure 3-54: Performances du coupleur hybride 3dB en termes de transmission du signal vers la voi	ie
isolée ainsi que l'adaptation des ports du coupleur	91

Figure 3-55: Topologie du coupleur hybride 3dB choisi (a) version du coupleur hybride 3dB	
accordable (b)	91
Figure 3-56: Modèle simplifié des commutateurs RF prenant en compte la technologie SOI de ch	າez ST
Microelectronic	92
Figure 3-57: Topologie du coupleur hybride 3dB accordable développé avec des éléments idéau	x 92
Figure 3-58: Performances du coupleur hybride 3dB en 3 sous bande de 20 MHz sur la bande 1.	93
Figure 3-59: Rôle de chaque partie constituant le coupleur hybride 3dB	94
Figure 3-60: Schéma explicatif du coupleur hybride 3dB maximisant le signal injecté (rouge) sur	la
voie directe (3)	95
Figure 3-61: Structure de duplexeur à base de coupleurs hybrides 3dB.	95
Figure 3-62: Schéma de la première solution du duplexeur à coupleurs hybrides 3dB	97
Figure 3-63: Schéma du duplexeur utilisant un 3 ^{ème} coupleur hybride 3dB	98
Figure 3-64: Schéma de la solution du duplexeur en déséquilibrant les coupleurs hybrides 3dB	99
Figure 3-65: Schéma du duplexeur à coupleurs hybrides 3dB avec déséquilibre amené par les va	leurs
des capacités de sortie (entourées en rouge)	99
Figure 3-66: Performances RF du duplexeur à coupleurs hybrides	100
Figure 3-67: Schéma de test du duplexeur utilisant des éléments à pertes avec les contrôles de	
commutateurs RF idéaux	101
Figure 3-68: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 1	102
Figure 3-69: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 2	103
Figure 3-70: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 3	104
Figure 3-71: Architectures des réseaux déphaseurs utilisés	104
Figure 3-72: Pertes et déphasage obtenus pour le déphaseur 90° réel (tracé bleu) et idéal (tracé	
rouge)	105
Figure 3-73: Pertes et déphasage obtenus pour le déphaseur -90° réel (tracé bleu) et idéal (tracé	é
rouge)	105
Figure 3-74: Architecture du duplexeur simulé avec les déphaseurs +90° et -90°	105
Figure 3-75: Résultats de simulation du duplexeur avec des déphaseurs réels pour la bande 3	106
Figure 4-1: Architecture du coupleur hybride 3dB accordable	112
Figure 4-2: Empilement des différentes technologies utilisées pour la conception du duplexeur	
accordable	112
Figure 4-3: Schéma de fonctionnement en commutateur RF du transistor	113
Figure 4-4: Structure finale du coupleur hybride 3 dB du système A conçu avec la technologie SC	וכ
0.13 μm	114
Figure 4-5: Vue hiérarchique d'une des capacités accordables	115
Figure 4-6: Vue symbole du coupleur hybride 3dB accordable intégrant la partie contrôle et ESD	115
Figure 4-7: Dessin du coupleur hybride 3dB accordable sous la technologie SOI intégrant la parti	ie
contrôle et ESD	116
Figure 4-8: Topologie du duplexeur accordable	116
Figure 4-9: Dessin du support concu avec la technologie BT 4 couches pour le système A	117
Figure 4-10: Dessin du support conçu avec la technologie BT 4 couches pour le test sous pointes	du
coupleur hybride accordable 3dB A	117
Figure 4-11: Schéma de test de la version A du duplexeur accordable	118
Figure 4-12: Réponse en fréquence du filtre d'harmonique	118
Figure 4-13: Simulations des états de chaque commutateur	119
Figure 4-14: Performances du duplexeur accordable sur la bande 1	120
Figure 4-15: Performances du duplexeur accordable pour la bande 2	120
Figure 4-16: Performances du duplexeur accordable pour la bande 3	121
Figure 4-17: Schéma du coupleur hybride 3dB accordable de la version B.	122
Figure 4-18: Dessin de la version B du coupleur hybride 3dB accordable incluant la partie contrô	le et
l'ESD	123
Figure 4-19: Support conçu en technologie BT 4 couches du duplexeur accordable B	123

Figure 4-20: Dessin du support conçu avec la technologie BT 4 couches pour le test sous pointe	s du
coupleur hybride accordable 3dB	124
Figure 4-21: Schéma de test du duplexeur accordable version B	124
Figure 4-22: Fonctionnalité de chaque commutateur RF de la version B du coupleur hybride 3d	B 125
Figure 4-23: Performances du duplexeur accordable sur la bande 1	125
Figure 4-24: Schéma simplifié du PCB	126
Figure 4-25: Schéma du PCB conçu sur le logiciel ALLEGRO	126
Figure 4-26: Dessin du PCB accueillant le duplexeur à coupleurs hybrides	127
Figure 4-27: Photographie du duplexeur réalisé : Version A test sous pointes	128
Figure 4-28: Schéma de test du duplexeur A : version sous pointes	128
Figure 4-29: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en phase sur la bande 1: Mesu	res
(bleu) Simulations (Rose)	129
Figure 4-30: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 1: N	lesures
(bleu) Simulations (Rose)	129
Figure 4-31: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en phase sur la bande 2: Mesu	res
(bleu) Simulations (Rose)	130
Figure 4-32: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 2: N	lesures
(bleu) Simulations (Rose)	130
Figure 4-33: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en phase sur la bande 3: Mesu	res
(bleu) Simulations (Rose)	131
Figure 4-34: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 3: N	lesures
(bleu) Simulations (Rose)	131
Figure 4-35: Photographie du duplexeur réalisé : Version A système	132
Figure 4-36: Performances du duplexeur sur la bande 1 pour une configuration de sous bande	
donnée: Mesures (bleu) Simulations (Rouge)	133
Figure 4-37: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 1	133
Figure 4-38: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 2	134
Figure 4-39: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 3	134
Figure 4-40: Capacité responsable de la faible isolation TxRx atteinte pour la bande 3 du duple>	œur
	134
Figure 4-41: Photographie du duplexeur réalisé : Version B système	135
Figure 4-42: Performances du duplexeur sur la bande 1 pour une configuration de sous bande	
donnée: Mesures (bleu) Simulations (Rouge)	136
Figure 4-43: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 1	136

Table des tableaux

Tableau 1-1: Bandes et fréquences FDD	5
Tableau 1-2: Bandes et fréquences TDD	6
Tableau 1-3: Configuration du tuner d'antenne pour le LB et pour le HB	13
Tableau 1-4: Résumé des performances des duplexeurs à base de filtres piézoélectriques	
Tableau 2-1: performances du LNA conçu pour la bande 1	45
Tableau 2-2: Récapitulatif des performances des systèmes d'annulation du signal Tx	55
Tableau 3-1: Performances du duplexeur pour différentes valeurs de phase introduite dans la	a 2 ^{ème}
branche de ligne	77
Tableau 4-1: Caractéristiques du commutateur RF pour chaque vue, utilisé pour de faibles va	leurs de
capacité	113
Tableau 4-2: Caractéristiques du commutateur RF pour chaque vue, utilisé pour de grandes v	aleurs
de capacité	113
Tableau 4-3: Résumé des performances du duplexeur accordable A	121
Tableau 4-4: Caractéristiques du commutateur RF choisi pour chaque vue	122
Tableau 4-5: Résumé des performances du duplexeur accordable version B	126
Tableau 4-6: Performances du coupleur hybride 3dB de la version A	132
Tableau 4-7: Performances attendues de la version A du duplexeur	135
Tableau 4-8: Performances mesurées de la version A du duplexeur	135
Tableau 4-9: Performances attendues de la version B du duplexeur	137
Tableau 4-10: Performances mesurées de la version B du duplexeur	137

Introduction générale

La demande pour le haut débit de communication des systèmes sans fil a particulièrement augmenté ces dernières années. Il en a résulté le développement de nouveaux standards de communication tels que la 4G et son évolution vers la 5G avec l'utilisation de nouvelles bandes de fréquences de transmission.

Jusqu'à présent, les circuits intégrés étaient dédiés à un type de standard. Ainsi, pour utiliser plusieurs standards, la solution généralement mise en œuvre consiste à intégrer plusieurs circuits dédiés à chacun. Le coût et la complexité globale de la réalisation sont alors conséquents. Dans un contexte multistandards, il est devenu souhaitable de disposer de solutions intégrées non plus dédiées, mais capables de traiter plusieurs applications. Ainsi, l'objectif des concepteurs de circuits est de proposer des circuits intégrés pouvant être reconfigurés afin de respecter les différents standards et contraintes spectrales rencontrées. Un circuit donné peut alors être utilisé pour différents systèmes, sans avoir recours à de nouvelles étapes de conception. Un autre intérêt d'une structure reconfigurable est de pouvoir optimiser les performances en fonction de l'environnement du circuit (variation de température, perturbation électromagnétique, ...) et également en fonction des performances des autres circuits constituant le système (désadaptation, baisse de gain, ...).

Au sein de l'architecture du RF Front-End, un duplexeur contribue à la séparation du signal de transmission et du signal de réception tout en filtrant les signaux indésirables, pour permettre ainsi d'orienter le signal de transmission vers l'antenne et de transmettre le signal reçu par l'antenne à la chaine de réception Rx. C'est un composant primordial, surtout pour la chaine de réception. La réception du signal désiré dépend des caractéristiques du duplexeur et de l'amplificateur de réception qui déterminent le niveau de contribution en bruit de toute la chaine de réception et donc sa sensibilité.

Actuellement, le type de duplexeur qui domine le marché est basé sur les filtres SAW. Ces filtres sont faits à partir d'un cristal de piézoélectrique ou céramique, ce qui leur confère un facteur de qualité très élevé et donc un niveau de filtrage très performant. Bien qu'ils présentent cet avantage, ils comportent plusieurs inconvénients notamment un coût élevé, la difficulté d'utilisation avec des circuits intégrés à cause des différences de substrat et l'impossibilité de proposer une solution accordable pour différentes bandes.

Le sujet de cette thèse consiste en l'étude et la réalisation d'un duplexeur intégré sous silicium, dans le but d'obtenir un produit à moindre coût, accordable pour les différents standards de communication mobile.

Le premier chapitre présente les différents standards de communication mobile en expliquant l'architecture d'un dispositif émetteur/récepteur tout en exposant l'intérêt d'avoir des modules accordables. Un exemple de tuner d'antenne est présenté. Il a constitué une première expérience de conception de circuit accordable en mettant un œuvre un réseau de capacités commutables. Par la suite, notre intérêt s'est porté sur le duplexeur. Notre premier objectif est de statuer sur les différentes exigences de conception d'un duplexeur ainsi que les normes à respecter pour chaque standard. Une étude système est aussi présentée afin de

déterminer les besoins en termes de performances RF du duplexeur et notamment en termes d'isolation de la voie de réception Rx lors de l'émission du signal TX, que nous noterons isolation TxRx. Le chapitre se termine par une présentation de filtres piézoélectriques et de leurs caractéristiques.

L'approche développée se différencie de ce qui est réalisé actuellement à base de filtres piézoélectriques et utilise des topologies à base de dispositifs passifs. L'exigence en termes d'isolation TxRx sera difficile à respecter. Dans le second chapitre, il est proposé une étude des différentes architectures d'annulation de signal d'émission Tx en amont, au niveau ou en aval de l'amplificateur faible bruit LNA de réception. Cette étude permet par la suite de proposer deux topologies d'étage d'entrée du LNA afin d'avoir un fonctionnement correct de celui-ci en présence d'un signal Tx à son entrée. Elle permet de sélectionner la meilleure topologie en se basant sur l'impact du facteur de bruit du LNA, sur le niveau de consommation ainsi que sur la rejection du signal Tx.

La troisième partie aborde l'étude des différents types de duplexeurs afin de choisir le dispositif à mettre en place, avec pour objectif d'obtenir une isolation TxRx de 30 dB. Une étude bibliographie présente une vue générale de solutions alternatives aux duplexeurs classiques à base de filtres du type à ondes de surface. Des structures actives ou passives sont présentées et pour certaines des propositions d'amélioration sont évaluées. Cette étude nous permet de dégager des tendances en termes de topologies ainsi que des performances atteignables. A partir de là, il a été possible de proposer une topologie innovante à base de coupleurs hybrides accordables, permettant d'atteindre les performances requises en termes d'isolation TxRx tout en garantissant de bonnes performances en termes de pertes à la fois en transmission et en réception.

Le quatrième chapitre est dédié à la conception et la réalisation du module de duplexeur pour les bandes de fréquence allant de 1710 MHz à 2170 MHz, avec la technologie SOI 0.13 μ m, ainsi qu'à la caractérisation complète du dispositif accordable. Le composant central du duplexeur étant un coupleur hybride 3dB / 90°, agile en fréquence, ce dernier chapitre présentera, dans un premier temps, sa topologie à base de capacités commutables ainsi que toutes les étapes qui vont conduire à sa réalisation finale. Les performances estimées du coupleur seul, ainsi que du duplexeur utilisant les coupleurs conçus, sont présentées en fin de ce chapitre. Ces simulations utilisent une description exhaustive de chacun des composants utilisés - duplexeur, support boitier, circuit de test, composants passifs – de manière à prédire, avec le plus de précision possible, les performances finales. Le coupleur hybride réalisé et deux types de duplexeur sont caractérisés dans ce chapitre en vue de leur utilisation dans les futurs systèmes de téléphonie mobile.

Enfin, la conclusion générale achèvera ce manuscrit et proposera les perspectives à venir de ces travaux de recherche.

Chapitre 1 Les duplexeurs et leurs applications dans la téléphonie mobile

A. Présentation générale des systèmes de téléphonie mobile

1. Les différents standards

Pour pallier la demande très élevée pour le haut débit de communication des dispositifs sans fil, plusieurs standards ont été développés par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT). C'est le cas pour la 3G dite de troisième génération de système [1], de la 4G [2] actuellement largement diffusée et de la 5G prévue dans quelques années.

Le débit offert par la 3G, qui varie de 144 kbps minimum pour une utilisation mobile à 2000 kbps pour une utilisation fixe, a ouvert l'accès à plusieurs applications, notamment internet, la visiophonie, les applications multimédias et la géolocalisation. En Europe, la principale norme 3G utilisée est l'UMTS (l'Universal Mobile Telecommunications System) qui utilise le codage WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Cette technologie utilise des bandes de fréquences de 5 MHz permettant le transfert des données par paquets.

Plusieurs évolutions technologiques ont été mises en place sur le système cellulaire 3G afin d'améliorer le débit de communication des systèmes sans fil, comme le HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) améliorant le débit descendant théorique de 14 Mbps, ou encore le HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) améliorant le débit montant à 5.8 Mbps. Vient ensuite la combinaison des deux technologies précédentes pour obtenir le HSPA (High Speed Packet Access), profitant d'un haut débit montant porté à 5.8 Mbps et d'un débit descendant à 14 Mbps. Enfin, le HSPA+ porte le débit montant à 11 Mbps et à 42 Mbps le débit descendant. Cette augmentation de débit vient dans l'utilisation de deux porteuses adjacentes de 5 MHz par communication mais aussi dans le changement de l'utilisation du codage 16QAM en 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

La 4G, qui utilise la norme de réseau de téléphonie mobile LTE Advanced, propose une nouvelle interface radiofréquence permettant d'accroitre les performances de communication et notamment un haut débit descendant, qui varie de 200 Mbps minimum pour une utilisation mobile à 1Gpbs pour une utilisation fixe, ainsi qu'un débit montant allant jusqu'à 200 Mbps.

La 5G est prévue pour poursuivre l'augmentation des performances en termes de capacités d'échanges d'informations entre de multiples systèmes sans fil [3]. Les bandes de fréquence à utiliser doivent permettre des débits crêtes de l'ordre de 10Gbps mais également des transmissions de données entre des systèmes hétérogènes. Ainsi, trois scénarios ont été identifiés :

- Enhanced Mobile Broadband : Transmission haut débit de grandes quantités d'informations, y compris Vidéo.
- Massive Machine Communications : Réseaux de capteurs, Surveillance (industrie, ville, domotique, ...).

— Ultra-reliable and low latency Communications : applications temps réels en santé, automobile (conduite autonome), industrie (automatisation).

Ainsi certaines applications nécessitent des transmissions robustes sur des distances pouvant être importantes, d'autres des transmissions à très hauts débits. Il est alors indispensable d'avoir recours à des bandes de fréquences diverses dont certaines dans le domaine millimétrique. On considère une limite à 6 GHz:

- En dessous de 6 GHz, il est prévu une évolution de la 4G et donc de la LTE pour les applications de communication mobile. Il s'agit de permettre l'augmentation du trafic et la disponibilité du réseau en ouvrant de nouvelles bandes de fréquences et en utilisant des technologies déjà en place ou compatibles.
- Au-delà de 6 GHz, typiquement 24 GHz, 39 GHz et potentiellement proche de 100 GHz, les bandes passantes disponibles sont très importantes et permettent de viser des très hauts débits. Il se pose toutefois à ces fréquences des problèmes de transmission des ondes dus aux pertes, aux phénomènes de diffraction, ... d'où des applications dans des environnements spécifiques ou point à point.

2. Les modes de transmission

Dans un réseau de communication mobile multi-utilisateurs, il est indispensable de séparer les voies montantes ou de transmission Tx et descendantes ou de réception Rx d'une même communication et de partager la ressource fréquentielle entre les utilisateurs.

Pour une même communication, deux possibilités sont offertes, soit un duplex temporel TDD (Time Division Duplex) ou un duplex fréquentiel FDD (Frequency Division Duplex).



Figure 1-2: Schéma d'un duplex fréquentiel FDD

Pour le duplex temporel, une seule fréquence porteuse est utilisée pour une communication et le temps est partagé entre l'émission et la réception.

Pour le duplex fréquentiel, l'émission et la réception se font à des fréquences différentes. Ce mode de duplex est couramment employé en téléphonie mobile car il offre la possibilité de recevoir et d'émettre des données en même temps. Pour chaque communication, 2 bandes de fréquences sont attribuées : l'une pour la voie de transmission Tx, l'autre pour la voie réception Rx. Le Tableau 1-1 et le Tableau 1-2 donne les numéros de bande et les fréquences correspondantes utilisées par les dispositifs de télécommunication.

bandes et fréquences FDD		
Numéro de bande	Transmission (MHz)	Réception (MHz)
1	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1710 - 1785	1805 -1880
4	1710 - 1755	2110 - 2155
5	824 - 849	869 - 894
6	830 - 840	875 - 885
7	2500 - 2570	2620 - 2690
8	880 - 915	925 - 960
9	1749.9 - 1784.9	1844.9 - 1879.9
10	1710 - 1770	2110 - 2170
11	1427.9 - 1452.9	1475.9 - 1500.9
12	698 - 716	728 - 746
13	777 - 787	746 - 756
14	788 - 798	758 - 768
15	1900 - 1920	2600 - 2620
16	2010 - 2025	2585 - 2600
17	704 - 716	734 - 746
18	815 - 830	860 - 875
19	830 - 845	875 - 890
20	832 - 862	791 - 821
21	1447.9 - 1462.9	1495.5 - 1510.9
22	3410 - 3500	3510 - 3600
23	2000 - 2020	2150 - 2200
24	1625.5 - 1660.5	1525 - 1559
25	1850 - 1915	1930 - 1995
26	814 - 849	859 - 894
27	807 - 824	852 - 869
28	703 - 748	758 - 803
29	n/a	717 - 728
30	2305 - 2315	2350 - 2360
31	452.5 - 457.5	462.5 - 467.5

Tableau 1-1: Bandes et fréquences FDD

bandes et fréquence TDD			
Numéro de bande	Fréquence (MHz)	Largeur de bande (MHz)	
33	1900 - 1920	20	
34	2010 - 2025	15	
35	1850 - 1910	60	
36	1930 - 1990	60	
37	1910 - 1930	20	
38	2570 - 2620	50	
39	1880 - 1920	40	
40	2300 - 2400	100	
41	2496 - 2690	194	
42	3400 - 3600	200	
43	3600 - 3800	200	
44	703 - 803	100	

Tableau 1-2: Bandes et fréquences TDD

La ressource fréquentielle entre les liaisons peut être gérée suivant 2 modes d'accès, soit le mode à répartition de fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access) ou TDMA (Time Division Multiple Access).

Le mode FDMA consiste à attribuer à chaque utilisateur 1 canal pour un duplex temporel TDD ou 2 canaux pour un duplex FDD. Ces canaux sont conservés pendant toute la liaison. Dans le mode TDMA, l'échelle de temps est découpée en intervalles élémentaires (slots) regroupés en trames. Un slot est attribué à chaque utilisateur et il émet et/ou écoute à chaque occurrence du slot. On peut là aussi retrouver le duplex fréquentiel, émission et réception simultanées sur 2 bandes distinctes, ou le duplex temporel, émission et réception successives.

Des évolutions ont été apportées en introduisant des modes d'accès hybrides associant le multiplexage fréquentiel et temporel, du type à répartition de code CDMA ou encore l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). D'autres évolutions dans la 5G devraient faire appel à la technologie MIMO (Multi Input Multi Output) qui consiste à envoyer et recevoir les signaux avec plusieurs antennes simultanément.

3. Architecture d'émetteur-récepteur radiofréquence

Dans un cas idéal, l'architecture d'un émetteur-récepteur radiofréquence est illustrée sur la Figure 1-3. La transmission est faite sur une fréquence et la réception sur une autre.



Figure 1-3: Architecture d'un émetteur-récepteur idéal

Du côté de la transmission (Tx), la partie traitement numérique du signal (DSP) va compresser, coder le signal sur plusieurs bits et moduler numériquement le signal à émettre. Ensuite vient

le convertisseur numérique analogique (DAC) qui va convertir le signal numérique en signal analogique puis le modulateur va transposer le signal à la fréquence RF d'émission. Dans le cas idéal, ce signal RF sera orienté exclusivement vers l'antenne pour qu'il soit émis, puis le signal de réception désiré sera redirigé vers la chaine de réception (Rx). Ce signal sera démodulé, converti numériquement puis démodulé numériquement et décodé. Le signal émis sera donc orienté vers l'antenne exclusivement sans fuite vers la chaine de réception. En réception, le signal reçu par l'antenne sera transmis vers la chaine de réception, sans perte en qualité du signal. Le dispositif permettant la fonction de séparer les signaux, en fonction de leur fréquence, s'appelle un duplexeur et fera l'objet d'une étude approfondie lors des prochains chapitres.

Côté émission l'architecture doit être complétée par un amplificateur de puissance afin d'amener le signal à un niveau suffisant pour la transmission compte tenu des atténuations subies par celui-ci lors de sa propagation. Cette amplification en puissance du signal ne sera pas parfaite, à cause de la linéarité limitée des transistors, et donc la génération de composantes harmoniques est inéluctable. En réception, étant donné que le niveau du signal reçu est très faible, un amplificateur faible bruit (LNA) sera donc nécessaire. La Figure 1-4 illustre ce fonctionnement.



Figure 1-4: Fonctionnement d'un émetteur-récepteur radio fréquence

B. Intérêt, réalisation de dispositifs reconfigurables

1. Intérêt des dispositifs reconfigurables

Les évolutions des systèmes RF permettent l'accès au très haut débit et ainsi d'entrevoir diverses possibilités de nouvelles applications. Avec les différents standards et la multiplication des bandes de fréquences, il est devenu souhaitable de disposer de circuits intégrés reconfigurables [4][5]. L'objectif est une simplification des architectures émetteurs-récepteurs radiofréquence et la miniaturisation des systèmes par une plus grande intégration.

Dans le cas de systèmes multistandards, une solution rencontrée consiste à mettre en parallèle autant de système d'émission/réception que de bandes à couvrir : la séparation entre émission et réception se faisant au moyen d'un duplexeur, le système nécessitera donc autant de duplexeurs que de bandes utilisées. Le schéma ci-dessous illustre l'architecture d'un module front end.



Figure 1-5: Architecture d'un front end classique multistandard

Cette architecture de module front end comporte 3 amplificateurs de puissance distincts et 11 duplexeurs fixes pouvant être soit du type Onde Acoustique de Surface (SAW) [6][7] soit de type Onde Acoustique de Volume (BAW) [8]; La définition et la caractérisation des duplexeurs cités seront détaillées dans le prochain paragraphe. Les éléments passifs sur un téléphone mobile représentent 60 à 70% de la surface de la puce. Chaque duplexeur à base de SAW, BAW a une dimension en moyenne de 2.5x2 mm² [6][7][8]. Il est donc fortement souhaitable de rechercher une solution de duplexeur accordable, permettant ainsi une conception d'un module Front End (FEM) moins complexe, moins encombrant et moins onéreux. Ainsi, la complexité même du système sera allégée et ce en gardant si possible les mêmes performances qu'auparavant.



Figure 1-6: Architecture d'un front end totalement accordable

Les ambitions des industriels sont de proposer dans les années à venir une solution de front end totalement accordable, capable d'assurer le fonctionnement d'un téléphone mobile dans le monde entier comme illustré sur la Figure 1-6. Pour arriver à une telle solution, tous les éléments de la chaine TxRx doivent pouvoir s'accorder aux fréquences mises en jeu ainsi qu'aux modes de fonctionnement du système.

Pour pouvoir concevoir des dispositifs accordables, il est nécessaire de disposer de composants agiles. Ces dispositifs peuvent faire appel à des composants dont la

caractéristique peut être ajustée, type Varactor, transistor commandé, ou à des commutateurs. Dans ce dernier cas, les commutateurs peuvent être utilisés pour sélectionner une branche d'un circuit ou encore court-circuiter un élément. Plusieurs technologies accomplissent la fonction de commutateur, c'est le cas des transistors en mode saturé/bloqué et des RF MEMS. Etant donné que les RF MEMS ont un temps de commutation assez important d'une part, un coût de fabrication assez conséquent d'autre part et également une tenue en puissance limitée, notre choix s'oriente donc vers les commutateurs RF à base de transistors.

L'obtention de telles structures reconfigurables reste le meilleur moyen pour obtenir une bonne intégration dans un dispositif radiofréquence, ainsi qu'une réduction du coût de fabrication.

2. Commutateur RF en technologie Silicium sur Isolant

La plus répandue des technologies, à bas coût, pouvant être utilisée pour la réalisation de structures accordables, fait appel à des transistors en commutation. Pour l'application désirée, la technologie Silicium Sur Isolant (SOI) est particulièrement intéressante.

i. La technologie Silicium sur Isolant

La technologie Silicium sur Isolant se compose d'une couche supérieure de silicium, dans laquelle les transistors et divers composants sont réalisés, isolée d'une couche inférieure de matériau isolant (Figure 1-7) qui est généralement du dioxyde de silicium. Le tout est supporté par un carrier en silicium haute résistivité. Une autre variante fait appel à la technologie Silicium sur Saphir (SOS), elle est réalisée à partir du saphir monocristallin : dans cette technologie, le silicium est directement accroché sur le substrat Saphir. Cette configuration permet de réduire les interférences, la dissipation de la chaleur, le bruit ainsi que le temps de transit. La couche de matériau isolant de la technologie SOI a permis de gagner en performances sur les circuits à forte composition numérique [9][10] et a été ensuite exploitée dans le domaine de la radiofréquence pour la conception de dispositifs tels que des amplificateurs à faible bruit LNA, des mélangeurs ou des commutateurs. Pour cette dernière application, les performances obtenues grâce en particulier à la réalisation de transistors dédiés, fait que la technologie SOI est devenue la technologie standard utilisée.



Figure 1-7: Description du substrat Silicium sur Isolant [10].

La technologie SOI a séduit beaucoup d'industriels pour l'implémentation de circuits électroniques, notamment les microprocesseurs AMD64, la console de jeux XBOX de

Microsoft, appareil photo numérique KODAK, et également pour des dispositifs de télécommunication à bord de véhicules comme BMW, Volkswagen, Mercedes et autres [10].

ii. Commutateur radio fréquence sur substrat SOI

Grâce à ces propriétés, la technologie SOI a été largement utilisée dans la conception des commutateurs RF, de type une entrée / une sortie SPST [11], une entrée / N sorties SPNT [12][13][14]. Les commutateurs obtenus sont des éléments indispensables pour la conception des modules front end opérant en multimode et multibande.

Un commutateur RF à base de transistor à effet de champ (MOSFET) impose au transistor un fonctionnement en zone ohmique (VDS~0). La tension appliquée sur la grille sert à contrôler la valeur de la résistance du canal. Ainsi, une tension positive sature le transistor et configure l'état du commutateur à ON, tandis qu'une tension négative bloque le transistor et change l'état du commutateur à OFF. Au point de vu schéma simplifié, l'état ON du commutateur est représenté par une résistance série alors que l'état OFF du commutateur est schématisé par une capacité série. Plus la résistance R_{ON} est faible, moins l'atténuation du signal traversant le commutateur en état ON est importante. Egalement, plus la capacité C_{OFF} est faible et moins la fuite en mode OFF sera importante. Ainsi, la commutation entre une faible et une forte valeur d'impédance permet le passage ou non du signal RF, piloté par la tension de la grille. Notons que la capacité C_{OFF} est déterminée à l'état OFF par les capacités entre :

- Le drain et la source C_{DS}: constituée d'une capacité entre source et body C_{SB} puis d'une capacité entre le body et le drain C_{DB}.
- La grille et la source C_{GS}.
- La grille et le drain C_{GD}.



Figure 1-8: Architecture d'un commutateur RF en mode bloqué (a) et en mode passant (b)

La Figure 1-9 et la Figure 1-10 illustrent une vue du transistor MOSFET pour chaque état et illustrent également l'intérêt d'avoir accès au body pour améliorer les performances du transistor. En état ON, la diode est bloquée, le canal est ouvert et présente une très faible impédance. Ce qui permet l'établissement d'un courant entre drain et source I_{DS} avec de très faibles pertes. En état OFF, le body est polarisé à la tension la plus basse, donc à -2.5V. La diode est donc toujours bloquée mais on s'assure donc qu'au niveau des jonctions PN la zone

est au maximum dépeuplé de charge afin d'obtenir une très faible valeur de capacité. L'isolation en mode OFF est ainsi meilleure.



Figure 1-9: Principe de fonctionnement du transistor NMOS sur SOI à l'état OFF



Figure 1-10: Principe de fonctionnement du transistor NMOS sur SOI à l'état ON

La géométrie du transistor impacte les paramètres RON et COFF (Figure 1-11). En effet, la résistance R_{ON} est inversement proportionnelle au rapport W/L du transistor. La capacité C_{OFF} quant à elle, est directement proportionnelle au rapport W/L du transistor: le produit $R_{ON}C_{OFF}$ est donc une constante qui caractérise la technologie.



Figure 1-11: Géométrie du transistor W/L

Dans la conception d'un commutateur RF, certaines spécifications doivent être considérées, à savoir :

 Les pertes d'insertion (IL) : Ecart en dB entre les puissances d'entrée et de sortie du commutateur lorsque le commutateur est fermé. Elle est exprimée comme suit :

$$IL(dB) = 10\log_{10}(\frac{P_{out}}{P_{in}})$$
(I.1)

- L'isolation : écart en dB entre les puissances d'entrée et de sortie du commutateur lorsque le commutateur est ouvert.
- Le facteur de mérite R_{ON} * C_{OFF} : est utilisé afin de comparer les performances des commutateurs RF par rapport à chaque technologie.
- La linéarité : vu que l'on utilise des éléments actifs, il est indispensable de veiller à ce que la linéarité ne soit pas trop dégradée afin de respecter les différentes exigences imposées par les standards. La génération de composantes harmoniques ou d'intermodulation illustre très bien la linéarité d'un commutateur RF. Ainsi, pour deux signaux qui auront chacun une fréquence différente, en l'occurrence f₁ et f₂, la composante d'intermodulation d'ordre 3 IMD3 sera représentée comme étant une composante indésirable à 2*f₁-f₂ ou 2*f₂-f₁. On caractérise cette intermodulation par son niveau par rapport aux signaux à f₁ ou f₂ ou par le point d'interception (IP).
- Le rapport d'onde stationnaire (ROS ou VSWR) : lorsque l'impédance de l'antenne est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, le signal envoyé ne sera pas totalement dissipé par l'antenne. Il en résulte par endroit, l'addition des ondes directe et réfléchie (V_{MAX}) si celle-ci sont en phase et par endroit la soustraction des ondes directe et réfléchie (V_{MIN}) si celle-ci sont en opposition de phase. Le ROS est donc défini comme suit :

$$VSWR = ROS = \frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} = \frac{V_{directe} + V_{r\acute{e}fl\acute{e}chie}}{V_{directe} - V_{r\acute{e}fl\acute{e}chie}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$
(1.2)

Avec le coefficient de réflexion Γ donné par:

$$|\Gamma| = \frac{V_{r\acute{e}fl\acute{e}chie}}{V_{directe}}$$
(I.3)

 Le temps de commutation : il est obtenu dès lors que la puissance transmise par le commutateur est à 90% de la puissance maximale atteinte.

3. Exemple d'application : tuner d'antenne

Il existe plusieurs fonctions rendues réalisables grâce aux commutateurs RF. L'un des cas les plus pertinents est le tuner d'antenne [15][16][17][18]. En effet, l'antenne d'un téléphone mobile se doit d'être très compacte mais doit également opérer en large bande. La miniaturisation de l'antenne pour une meilleure intégration, entraine des limitations de la bande de fréquence d'utilisation. Sachant que l'augmentation de la demande en termes de débit a conduit à l'utilisation de systèmes multimode, multibande, des désadaptations

apparaissent à certaines fréquences, ce qui limite la puissance rayonnée par l'antenne. Notons également, que les conditions d'utilisation du téléphone auront des effets sur l'adaptation de l'antenne. Ainsi, la position de la main de l'utilisateur vis-à-vis du téléphone désadapte l'impédance de l'antenne [18]. Si ce problème n'est pas traité, cela peut causer de sévères dégradations de performances de l'amplificateur de puissance, qui est positionné avant l'antenne, voire l'endommager.



Figure 1-12: Impédance mesurée montrant l'influence du doigt sur l'impédance de l'antenne de l'IPhone 4 [18].

Le tuner d'antenne a pour objectif de présenter au PA une impédance optimale d'antenne quelques soient les conditions d'utilisation. Ainsi, les performances de ce dernier seront maximales.

Le tuner d'antenne est généralement complété par :

- Un coupleur directif qui, associé à un détecteur, aura pour rôle de détecter la désadaptation de l'antenne.
- Un microcontrôleur (μ C) qui, avec un algorithme spécifique, va agir sur le tuner afin d'adapter l'impédance vue par l'antenne.
- Un pilote pour commander le tuner d'antenne.



Figure 1-13: Fonctionnement d'un tuner d'antenne

Un tuner d'antenne fonctionnant de 700 à 915 MHz et de 1500 à 2100 MHz est présenté cidessous. La bande 700 à 915 MHz se prénomme Low Band (LB) et la bande de fréquence 1500-2100MHz se prénomme High Band (HB). Les configurations et valeurs des inductances et capacités sont données dans le tableau suivant.

	Q=	30		Q = 50		
11	L1'	12	12'	C1	C2	0

Tableau 1-3: Configuration du tuner d'antenne pour le LB et pour le HB

	Q = 30				Q = 50		
	11	L1'	12	12'	C1	C2	C3
onfiguration 700-915 MHz	2.4 nH	5.4 nH	2.6 nH	2.6 nH	0.8 pF -> 12.8 pF pas : 0.8 pF	1.5 pF -> 7.5 pF pas : 0.75 pF	0.3 pF -> 4.8 pF pas : 0.3 pF
onfiguration 1500-2100 MHz	2.4 nH	Commutateur fermé	2.6 nH	Commutateur fermé	0.8 pF -> 7.2 pF pas : 0.8 pF	1.5 pF -> 3.75 pF pas : 2.25 pF	0.3 pF -> 4.8 pF pas : 0.3 pF



Figure 1-14: Description du tuner d'antenne

L'amplificateur de puissance utilisé possède les caractéristiques suivantes, sous une charge de 50 Ω :

- Configuration pour la LB à 900MHz : Puissance de sortie 32.2 dBm et un rendement en puissance ajoutée (PAE) de 60%
- Configuration pour la HB à 1900 MHz: Puissance de sortie 31.3 dBm et un rendement en puissance ajoutée PAE de 47%

Des simulations démontrent qu'en présentant une impédance d'antenne équivalente à un ROS de 3, les performances du PA sont bien plus stables et meilleures avec le tuner d'antenne que sans et ce, pour les deux points de fréquences testées comme il est illustré sur la Figure 1-15. Ceci est rendu possible grâce aux commutateurs RF qui permettent au tuner d'antenne d'avoir une grande couverture d'impédance et donc de pouvoir présenter au PA une impédance proche de 50 Ω .



Figure 1-15: Puissance de sortie et PAE pour les bandes de fréquence LB (a) et HB (b)

C. Le duplexeur

1. Présentation générale

i. Rôle du duplexeur

Comme illustré sur la Figure 1-5, un front end classique multistandard comporte de nombreux Duplexeurs, chacun dédié à une bande de fréquence. Il est alors particulièrement intéressant de chercher à développer des duplexeurs ajustables pouvant fonctionner sur plusieurs bandes de fréquence. Dans un premier temps nous allons faire une présentation générale de ce composant, puis établir les contraintes de conception.

Un duplexeur permet l'établissement d'une communication simultanée en utilisant une seule antenne pour la transmission et la réception de données en mode FDMA. Il a pour but d'orienter le signal de transmission Tx, issu de l'amplificateur de puissance PA, vers l'antenne et de transmettre le signal reçu par l'antenne à la chaine de réception Rx, soit à l'amplificateur faible bruit LNA. Ce composant est donc indispensable pour utiliser les technologies cellulaires 4G et les futures générations. La Figure 1-4 illustre l'emplacement d'un duplexeur au sein d'une architecture d'émetteur-récepteur.

Des études datant de 2012 [20] et 2015 [19] ont projeté le marché des duplexeurs jusqu'en 2016. Elles montrent qu'avec les déploiements actuels de la 4G et la multiplication des bandes de fréquences, c'est bien les filtres et les duplexeurs qui connaissent la plus forte demande du marché actuel, avec +10.5% annuel.



Figure 1-16: Evolution du marché sur les duplexeurs [19].

Le marché des duplexeurs pour les applications de télécommunication mobile atteindra 2.5 milliards \$ en 2016.

ii. Performances en puissance

Les performances fondamentales du duplexeur sont évaluées en mode émission et en mode réception, en termes de rapport de puissance au niveau de l'antenne (P_antenne) ou de l'amplificateur (P_Tx) et du récepteur (P_Rx) en fonction de la puissance disponible de la source P_dispo. Cette dernière pouvant être à la fréquence d'émission f_Tx ou à celle de réception f_Rx suivant le mode de fonctionnement.



Figure 1-17:Schéma de test du duplexeur en émission



Figure 1-18: Schéma de test du duplexeur en réception

A l'émission, les performances sont évaluées avec la source au point Tx, d'où les grandeurs:

$$Pertes_T x = \frac{P_antenne}{P_dispo@f_Tx}$$
(1.4)

$$Isolation_T x R x = \frac{P_dispo@f_T x}{P_R x}$$
(I.5)

En réception, la source est localisée sur le port de l'antenne et les grandeurs suivantes sont calculées :

$$Pertes_R x = \frac{P_R x}{P_dispo@f_R x}$$
(I.6)

2. Les différentes contraintes de conception d'un duplexeur

i. Présence d'un signal Tx sur le récepteur

Le duplexeur est un composant important qui doit assurer un très haut niveau d'isolation TxRx entre la voie de transmission et la voie de réception. En effet, si cette isolation TxRx du duplexeur est faible, le fort niveau de signal en sortie de l'amplificateur de puissance (PA) pourra surcharger l'amplificateur à faible bruit (LNA) ce qui aura pour conséquence de le saturer.



Figure 1-19: Architecture d'un front end simplifié illustrant les problématiques à pallier par un duplexeur

La conséquence de la saturation du LNA est la réduction de son gain en puissance en présence d'un fort signal de transmission Tx au niveau du LNA. Le signal désiré qui rappelons-le est très faible, sera masqué par le fort signal Tx. Le niveau du signal Tx est de l'ordre de 24 dBm tandis que le niveau du signal Rx est compris entre -25 dBm, condition proche de l'antenne relais, et -117 dBm, pire cas [1].

Considérons le signal de transmission Tx et le signal de réception Rx comme des signaux modulés, les signaux à l'entrée du LNA s'écrivent :

$$x_{Tx}(t) = A_{Tx}(t) \cdot \cos(\omega_{Tx}t + \varphi_{Tx}) \tag{I.7}$$

$$x_{Rx}(t) = A_{Rx}(t) \cdot \cos(\omega_{Rx}t + \varphi_{Rx})$$
(I.8)

La non-linéarité résultante du LNA peut être exprimée par une fonction polynomiale :

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + a_4 x^4(t) + \dots$$
(I.9)

Dans notre cas de figure, avant le LNA, nous avons :

$$x(t) = x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t)$$
(1.10)

Nous obtenons donc :

$$y(t) = a_1 [x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t)] + a_2 [x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t)]^2 + a_3 [x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t)]^3 + ..$$
(I.11)

Après le développement de l'équation et en isolant uniquement le signal à sa fréquence de réception Rx, nous obtenons :

Signal @
$$f_{RX} = (a_1 A_{Rx}(t) + \frac{3}{4} a_3 A_{Rx}^3(t) + \frac{3}{2} a_3 A_{Rx}(t) A_{Tx}^2(t)) \cos(\omega_{Rx} t + \varphi_{Rx})$$
 (I.12)

Etant donné que la valeur du paramètre A_{Rx}^3 est très faible, le second terme peut être considérée comme négligeable, nous avons donc :

Signal @
$$f_{RX} = (a_1 A_{Rx}(t) + \frac{3}{2} a_3 A_{Rx}(t) A_{Tx}^2(t)) \cos(\omega_{Rx} t + \varphi_{Rx})$$
 (I.13)

avec $a_3 < 0$ dans le cas d'une saturation.

Ainsi, le signal à la fréquence Rx est dépendant du niveau du signal Tx qui fuit vers la chaine de réception. Plus le niveau du signal Tx sera important plus la réduction du signal Rx sera importante. Il est donc indispensable que le duplexeur ait un très haut niveau d'isolation TxRx entre la chaine de transmission et la chaine de réception, au risque de perdre le signal Rx, comme l'illustre la Figure 1-20. Dans ce cas le récepteur est désensibilisé.





ii. Présence d'un signal Tx et d'un brouilleur sur le récepteur

Un signal brouilleur à l'entrée du LNA peut également perturber le fonctionnement du récepteur. En effet, l'antenne ne captera pas seulement le signal désiré, mais également tout signal dans la bande de réception; on va nommer ces signaux indésirables des signaux brouilleurs.



Figure 1-21: Architecture d'un front end simplifié illustrant les problématiques à pallier par un duplexeur

Considérons à nouveau le signal de transmission Tx et le signal de réception Rx comme des signaux modulés et notons qu'au niveau des différentes normes de la 3GPP, un signal brouilleur est considéré comme un signal simple ton, donc :

$$x_{brouilleur}(t) = A_{brouilleur} \cos \omega_{brouilleur} t \tag{I.14}$$

La non-linéarité résultante du LNA peut être exprimée par l'équation I.9. Nous obtenons donc :

$$y(t) = a_1[x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t) + x_{brouilleur}(t)] + a_2[x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t) + x_{brouilleur}(t)]^2 + a_3[x_{Tx}(t) + x_{Rx}(t) + x_{brouilleur}(t)]^3 + ..$$
(I.15)

Après le développement de l'équation et en isolant uniquement le signal désiré à la fréquence de réception Rx, nous avons donc :

Signal @
$$f_{RX} = (a_1 A_{Rx}(t) + \frac{3}{4} a_3 A_{Rx}^3(t) + \frac{3}{2} a_3 A_{Rx}(t) A_{Tx}^2(t) + \frac{3}{2} a_3 A_{Rx}(t) A_{brouilleur}^2) \cos(\omega_{Rx}t + \varphi_{Rx})$$
 (I.16)

Etant donné que la valeur du paramètre A_{Rx}^3 est très faible, on peut considérer que nous avons donc :

Signal @
$$f_{RX} = (a_1 A_{Rx}(t) + \frac{3}{2} a_3 A_{Rx}(t). (A_{Tx}^2(t) + A_{brouilleur}^2)) \cos(\omega_{Rx}t + \varphi_{Rx})$$
 (I.17)

avec $a_3 < 0$

Mais également, si on isole uniquement le signal à la fréquence du brouilleur, on obtient une transposition ou modulation du signal Tx à cette fréquence:
Signal brouilleur

$$= (a_1 A_{brouilleur} + \frac{3}{4} a_3 A_{brouilleur}^3$$

$$+ \frac{3}{2} a_3 A_{brouilleur} A_{Tx}^2(t)) \cos \omega_{brouilleur}(t)$$
(I.18)

La composante en vert représente la modulation croisée ; en effet, on retrouve le signal modulé Tx à la fréquence du brouilleur. Donc à la fréquence du brouilleur, le signal sera modulé et ainsi occupera une bande passante qui peut déborder sur la bande de fréquence de réception Rx si la fréquence du brouilleur est adjacente à celle-ci. Une représentation schématique des spectres est donné Figure 1-22. Nous remarquons que plus le signal de transmission ainsi que le signal brouilleur ont des niveaux élevés, illustré en rouge sur la Figure 1-22, plus le signal Rx sera corrompu, illustré en bleu, et donc avec la perte inévitable du signal ainsi que le risque de saturation du récepteur.



Figure 1-22: Conséquence d'un fort niveau de signal Tx et d'un brouilleur sur un LNA fonctionnant en régime non linéaire : création de la modulation croisée

Le duplexeur doit donc permettre de réduire le signal de transmission fuyant sur la chaîne de réception Rx. La réjection type souhaitée est de 50 dB afin de pouvoir au mieux exploiter le signal de réception sans perte d'information. Par ailleurs, deux exemples de profil du signal brouilleur, pour l'UMTS et pour la LTE, sont illustrés sur la Figure 1-23, montrant le défi à relever au duplexeur pour supprimer le plus possible le signal modulé Tx qui se croise avec ce signal brouilleur.



Figure 1-23: Spécifications des signaux brouilleurs fixées par la 3GPP pour l'UMTS et pour la LTE

iii. Facteur de bruit et sensibilité

Le duplexeur étant le premier élément de la chaine de réception, il en sera le premier contributeur. Il est donc important de concevoir un duplexeur avec un faible facteur de bruit. La formule de FRIIS (ci-dessous) illustre l'importance du facteur de bruit du premier composant d'une chaine de transmission.

$$NF_{recepteur} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1G_2G_3} + \dots$$
(I.19)

Avec : NF_n le facteur de bruit du n^{ième} élément et G_n son gain.

Le facteur de bruit de la chaîne de réception est le seul levier pour les concepteurs afin de pouvoir améliorer la détection du signal reçu.

Le bruit thermique est défini ainsi:

$$N_{therm}(dBm) = kTB(dB) + 30 \tag{1.20}$$

Avec : k=Constante de Boltzmann=1,38.10⁻²³ J/K T=Température en degré Kelvin B=Bande passante (Hz)

$$N_{therm}(dBm) = -174 dBm/Hz$$
 Pour B=1Hz

On définit le niveau minimum de détection d'un signal par la formule suivante:

$$MDS(dBm) = -174 + 10\log(B) + NF_{recepteur}(dB)$$
(I.21)

Et donc, la sensibilité du récepteur est définie comme suit :

$$Sensibilité(dBm) = MDS(dBm) + SNR(dB)$$
(I.22)

Avec : SNR=rapport signal sur bruit.

La valeur minimale du rapport signal sur bruit est fixée par les standards, de ce fait, le seul moyen d'améliorer la détection du signal reçu par le récepteur est de diminuer le facteur de bruit de la chaine de réception. La Figure 1-24 illustre le niveau minimum de détection d'un signal ainsi que le niveau de sensibilité du récepteur.



Figure 1-24: Description des niveaux de détection d'un signal reçu depuis l'antenne

2. Simulation du comportement d'un système de communication mobile

i. Description du système

Du point de vue système, nous avons simulé une liaison mobile, entre un téléphone portable et une station de base, comprenant toute la partie analogique et la partie radiofréquence, comme il est présenté sur la Figure 1-25. La modulation du signal, aussi bien du côté du téléphone portable que de la station de base est de type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Le récepteur du téléphone recevra donc le signal issu de la station de base et d'autre part une partie du signal émis par lui-même à un niveau qui dépendra de l'isolation TxRx de son duplexeur. Notre objectif est de vérifier à partir de quel niveau d'isolation TxRx la communication devient corrompue. Pour cela, nous utilisons le taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) qui représente le nombre de bits erronés par rapport au nombre total transmis. Pour les données, le BER doit être inférieur à 10⁻⁶ et à 10⁻³ pour la voix [1].

Nous nous plaçons dans le cas où l'utilisateur est à 1.0 km de la station de base, avec une puissance de sortie de l'amplificateur de puissance en station de base à 36 dBm. La fréquence d'émission est établie à 1.95 GHz et la fréquence de réception est établie à 2.14 GHz. Dans un premier cas, on considère que le duplexeur fournit une isolation TxRx de 55 dB. Nous considérons également que le PA est un dispositif idéal de puissance en sortie du téléphone à 29.5 dBm. Le LNA quant à lui, possède les caractéristiques suivantes :

- NF : 0.8 dB
- IIP3 : 1 dBm
- Compression du Gain à 1 dB : -18.5dBm
- Gain : 16.5 dB
- Adaptation : idéale



Figure 1-25: Schéma du système de télécommunication mobile utilisant la modulation QPSK

ii. Simulation pour différents niveaux d'isolation TxRx

Pour une isolation TxRx de 55 dB, les performances du système de télécommunication sont présentées dans la Figure 1-26 pour les données en I et la Figure 1-27 pour les données en Q. Dans ces conditions, le système de la chaîne de réception permet de retrouver les données envoyées par la station de base sans que celle-ci soient corrompues par le signal de Tx provenant du téléphone.



Figure 1-26: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade de la chaine de réception en I pour 55 dB d'isolation TxRx



Figure 1-27: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade de la chaine de réception en Q pour 55 dB d'isolation TxRx

Maintenant, nous diminuons progressivement le niveau de l'isolation TxRx du duplexeur afin de voir jusqu'à quel niveau d'isolation le récepteur peut rester fonctionnel. De ce fait, nous avons constaté qu'à partir de 48 dB d'isolation TxRx, les performances du récepteur commencent à présenter des faiblesses. Par contre, dès lors que l'isolation TxRx franchit le

niveau minimal de 45 dB, nous ne sommes plus en mesure d'exploiter les données reçues par la station de base, comme on peut le remarquer sur la Figure 1-28 pour les données en I et sur la Figure 1-29 pour les données en Q.



Figure 1-28: Données numériques en provenance de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade de la chaine de réception en I pour 45 dB d'isolation TxRx



Figure 1-29: Données numériques en provenance de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade de la chaine de réception en Q pour 45 dB d'isolation TxRx

iii. Simulation pour différents niveaux d'isolation TxRx en présence d'un brouilleur

Nous allons cette fois ci, introduire le brouilleur au niveau du système émission-réception simulé. Nous nous plaçons dans le cas le plus extrême, à savoir un niveau de puissance élevé du brouilleur de -15 dBm ainsi qu'une fréquence proche de la bande de réception Rx, à savoir f_{brouilleur} à 2.05GHz.



Figure 1-30: Schéma du système de télécommunication mobile utilisant la modulation QPSK avec la présence d'un signal brouilleur



Figure 1-31: Données numériques de la station de base et du téléphone mobile, à chaque stade de la chaine de réception en Q pour 48 dB d'isolation TxRx

Comme pour la démarche précédente, nous réduisons le niveau de l'isolation TxRx afin de déterminer à quel niveau d'isolation le signal reçu Rx sera corrompu par le signal Tx et par le signal brouilleur. A partir de 50 dB d'isolation, le système commence à présenter des faiblesses au niveau de la qualité du signal décodé par le récepteur et devient non fonctionnel dès lors que l'isolation TxRx est inférieure ou égale à 48 dB.

Les spécifications exigées par un duplexeur commercial sont de 55 dB d'isolation TxRx en typique, et 50 dB d'isolation minimum ; ce qui reste cohérent avec l'étude système réalisée.

3. Différents types de duplexeur commerciaux

Comme nous venons de le montrer, un duplexeur doit réaliser plusieurs fonctions, principalement l'isolation du signal de transmission sur le récepteur mais également le filtrage des signaux indésirables. Afin de réaliser ces fonctions, plusieurs filtres ont été conçus, à commencer par les filtres diélectriques, qui en utilisant des résonateurs électromagnétiques, permettent d'obtenir de bonnes performances à moindre coût. Malheureusement ce type de filtre est très encombrant pour une intégration dans un téléphone mobile.

Diverses études ont été menées et la solution à l'encombrement de ce genre de filtre a été palliée par des filtres acoustiques. En effet, la particularité d'une onde acoustique par rapport à une onde électromagnétique est sa vitesse de propagation qui est de l'ordre de 10⁵ fois moindre. Ce qui permet donc de miniaturiser les filtres.

Un tel filtre est conçu de plusieurs résonateurs réalisés dans un cristal piézoélectrique ou en céramique. La structure du résonateur et son excitation déterminent la manière dont l'onde va se propager. Ainsi, si la propagation de l'onde acoustique se fait en surface du matériau, il s'agit d'un résonateur à onde acoustique de surface (SAW) [22][23] tandis que si la propagation de l'onde se fait suivant l'épaisseur, il s'agira donc d'un résonateur à onde acoustique de volume (BAW) [21][23].

i. Filtre SAW

Les filtres SAW sont constitués d'un réseau de résonateurs en π ou en treillis et chaque résonateur se compose de transconducteurs interdigités (ITD) qui possèdent plusieurs électrodes entrelacées comme illustré sur la Figure 1-32.



Figure 1-32: Principe de fonctionnement d'un filtre SAW

Le signal appliqué aux électrodes sera converti par déformation mécanique en une onde acoustique de surface puis à nouveau converti en signal radiofréquence. La fréquence centrale de fonctionnement du filtre est établie par l'espacement des électrodes, qui est de $\lambda/2$. Ce qui correspond à :

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{1.23}$$

Avec : c=célérité ε_r= permittivité relative

La sélectivité des filtres SAW dépend du réseau utilisé ainsi que de son ordre. Il peut être relativement élevé et donc répondre aux spécifications exigées pour les duplexeurs de radiocommunication. Ci-dessous est montré un exemple de filtre SAW fabriqué par EPCOS pour la bande 1 (fréquence de réception : 2011 MHz-2017 MHz).



Figure 1-33: Performances d'un filtre SAW du fabriquant EPCOS pour la bande 1: 2110-2170 MHz [6].

Cependant, les filtres SAW présentent certains inconvénients, notamment l'impossibilité d'avoir un dispositif accordable et la fréquence de travail qui convient pour les applications visées à quelques GHz, mais qui est limitée à cause de l'espacement des électrodes. Notons également que la tenue en puissance est également limitée du fait de l'épaisseur faible des électrodes. Différents axes de recherches ont été développés afin augmenter la fréquence de travail et la tenue en puissance des filtres utilisant des matériaux piézoélectriques. Les performances sont également sensibles aux variations de température, d'où l'utilisation de filtres compensés en température (TC-SAW), plus complexes mais plus stables à haute température [22].

ii. Filtre BAW

Nous avons vu que le filtre SAW est conçu avec plusieurs résonateurs possédant des électrodes déposées sur du matériau piézoélectrique pour une propagation de l'onde en surface. Le résonateur BAW quant à lui, dispose du même matériau mais avec des électrodes superposées permettant ainsi une propagation de l'onde acoustique en volume. De ce fait, la fréquence d'utilisation ne dépend plus de l'espacement entre chaque électrode mais plutôt de l'épaisseur de l'électrode. Ainsi, plus la taille des résonateurs est petite plus le résonateur opérera en hautes fréquences. Egalement, étant donné que la propagation de l'onde se fait en volume, il y a de ce fait moins de dissipation thermique et donc moins de pertes dans le dispositif BAW. Dans cette étude [21], un exemple de filtre BAW, conçu avec une structure en réseau en π , est illustré ci-dessous avec des résultats de mesures.



Figure 1-34: Schéma d'un filtre BAW (a) Structure du substrat d'un résonateur BAW (b) Réponse en fréquence du filtre BAW (c) [21]

Ainsi, il est possible de pallier certains problèmes des filtres SAW par les filtres BAW. Egalement, le filtre BAW est plus attractif que les filtres SAW pour son intégration. En effet, les filtres BAW peuvent être conçus sur du substrat à faible coût, tel que le silicium, contrairement au filtre SAW. Cependant, tout type de filtre ayant un résonateur à fort facteur de qualité présente un problème majeur qui est la non accordabilité ainsi que le coût de fabrication. Ci-dessous un tableau résume les avantages et inconvénients de chaque type de duplexeur commercial [22][23]. La Figure 1-35 illustre les différentes utilisations de chaque type de duplexeur commercial ainsi que sa complexité [22].

	SAW	TC SAW	BAW
Fréquence	jusqu'à 2.5 GHz	jusqu'à 2.5 GHz	jusqu'à 10 GHz
Maintien de la puissance	$\sim 31 \text{ dBm}$	$\sim 34 \text{ dBm}$	$\sim 36 \text{ dBm}$
Coefficient thermique de fréquence (TCF)	-45 ppm/°C	-20 ppm/°C	-20 ppm/°C
Facteur de qualité	~ 700	~ 1400	~ 2000
Intégration	Non	Non	Oui
Accordabilité	Non	Non	Non
Coût	Moyen	Assez	Elevé

Tableau 1-4: Résumé des performances des duplexeurs à base de filtres piézoélectriques



Figure 1-35: Application de chaque type de duplexeur commercial [22].

D. Conclusion

Les dispositifs de télécommunications sans fil évoluent très rapidement afin de satisfaire la grande demande en haut débit. Il en résulte une multiplication des standards et des technologies utilisées. Cependant, la multiplication des technologies embarquées sur un même appareil rend la conception des systèmes plus complexes et augmente leur coût, ce qui pousse les ingénieurs à proposer des solutions accordables. La conception et la simulation des performances d'un tuner d'antenne intégré, ont été présentées dans ce chapitre.

Le chapitre permet une présentation des duplexeurs utilisés actuellement et des principales contraintes de conception. Les études et simulations ont montré que le duplexeur doit pouvoir :

- Présenter des pertes d'insertion faibles en émission et en réception, ainsi qu'accepter les forts niveaux de puissance du signal Tx (33 à 36 dBm).
- Assurer une isolation TxRx suffisante afin de rejeter le signal Tx sur la chaine de réception Rx, qui est la problématique essentielle lors de la conception d'un duplexeur. Une réjection de 50 dB est nécessaire.
- Garantir des niveaux de signaux et de bruit hors bande respectant le masque des fréquences.

De telles caractéristiques sont obtenues à l'aide de duplexeurs à base de filtres SAW et BAW. Cependant ces filtres sont conçus pour une application donnée et ne peuvent pas être modifiés, d'où l'obtention de structures figées, non accordables. Ainsi, les applications multistandards nécessitent de multiples duplexeurs pour couvrir toutes les bandes de fréquence. De nombreuses universités et entreprises se sont penchées récemment sur la manière de concevoir un duplexeur accordable, intégré, proposant des caractéristiques proches des duplexeurs SAW et BAW, tout en ayant un coût de fabrication moindre. A ce jour aucune solution ne semble satisfaire les concepteurs de systèmes de téléphonie mobile, d'où un réel intérêt à effectuer des travaux de recherche sur ce domaine.

Comme nous l'avons montré, l'une des contraintes principales de conception est le fort niveau d'isolation nécessaire pour un fonctionnement correct du récepteur. Les niveaux de l'ordre de 50 dB nécessaires semblent difficiles à atteindre avec des structures à éléments discrets. Dans le prochain chapitre, nous étudierons des techniques de réduction du signal Tx au niveau du récepteur et nous proposerons des améliorations pour la conception de l'amplificateur faible bruit d'entrée.

Références bibliographiques

[1] Technical Specification, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 11.5.0 Release 11).

[2] Technical Specification, LTE ; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 11.3.0 Release 11).

[3] 5G Technology Evolution recommendations, 5G americas, october 2015.

[4] A. Tuffery, N. Deltimple, E. Kerhervé, V. Knopik, P. Cathelin, «CMOS fully integrated reconfigurable power amplifier with efficiency enhancement for LTE applications», Electronics Letters, Vol.51, Issue 2, pp.181-183, Jan.2015.

[5] C. Duvanaud, S. Bachir, Z. Settaf, H. Cam, C. Mallet, L. Carre, H. Zhang, I. Blednov, «Leviers d'amélioration pour la conception des futures générations d'émetteurs et d'amplificateurs de puissance», Journée thématique « Amplificateurs de puissance pour applications 5G » du GDR Ondes, Bordeaux, 2016.

[6] EPCOS Duplexer datasheet for band 1, Saw components B7647.

[7] EPCOS Duplexer datasheet for band 3, Saw components B8088.

[8] Avago Duplexer datasheet for band 2, FBAR components ACMD-7410.

[9] Horacio Mendez, Silicon-On-Insulator SOI Technology and ecosystem, Emerging SOI Application, 2009.

[10] Paul Boudre, Soitec innovative substrates at the heart of electronic systems, Media lunch, San Francisco, Semicon West, 2015.

[11] M. Uzunkol, G. M. Rebeiz, «140-220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI», IEEE Microwave Wireless Components Letters, Vol. 22. n° 8. p. 412-414, 2012.

V. Blaschke, A. Unikovski, R. Zwingman, «An ultra-compact SP4T cellular antenna switch in 3.3V CMOS thick-film SOI», Wireless
 Symposium (IWS), IEEE-International, p. 1-4, Beijing, China, 2013.

[13] V. Blaschke, R. Zwingman, P. Hurwitz, S. Chaudhry, M. Racanelli, «A linear-throw SP6T antenna switch in 180nm CMOS thick-film SOI», 2011 IEEE-International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), p. 1-4, Tel Aviv, 2011.

[14] Z. Zhang, L. Huang, K. Yu, G. Zhang, «A novel body self-biased technique for enhanced RF performance of a SP8T antenna switch in partially depleted CMOS-SOI technology», 12th IEEE-International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT) , p. 1-3, Guilin, 2014.

[15] Y. Jato Llano, A. Herrera Guardado, G. de Astis, F.C.Huin, «Tunable integrated output impedance transformer on a power amplifier for 4G applications», XXVIII Simposium de la Unión Cientifica Internacional de Radio Santiago de Compostela, España, 2013.

[16] Z. Settaf, C. Duvanaud, H. Cam, J. M. Paillot, F. Huin, S. Bachir, «Power amplifier performance improvement using tunable matching network», International Conference on Communication Systems, Pilani, Inde 2013.

[17] R. Whatley, T. Ranta and D. Kelly, «CMOS Based Tunable Matching Networks for Cellular Handset Applications», Peregrine Semiconductor, San Diego, CA, 92121, USA.

[18] Wesley N. Allen and D. Peroulis, «Bandwidth-optimal Single-tunable-element Matching Network for Antenna Tuning in Mobile Handsets», School of Electrical and Computer Engineering, Birck Nanotechnology Center, Purdue University, West Lafayette, IN 47907, USA, 2011.

[19] TriQuint's High Performance Filters Capture 4G Smartphone Design Wins in Fast Growing Market, http://www.businesswire.com/multimedia/home/20121211005454/en/#.VfF3QxHtlBc

[20] Market for RF filters/duplexers, PA and antenna switches to reach \$4.7bn in 2016, <u>http://www.semiconductor-today.com/news items/2012/APRIL/YOLE 040412.html</u>

[21] R. Aigner, S. Marksteiner, L. Elbrecht, W. Nessler, RF-Filters in Mobile Phone Applications, Infineon Technologies, Secure Mobile Solutions, Otto-Hahn-Ring 6, D-81739 Munich, GERMANY, 2003.

[22] R. Aigner, «SAW, BAW and the future of wireless», "étude, synthèse et réalisation de filtres BAW pour applications mobiles», EDN network, May 06,2013, <u>http://www.edn.com/design/wireless-networking/4413442/SAW--BAW-and-the-future-of-wireless</u>

[23] Thèse, Alexandre Augusto SHIRAKAWA, «Etude, synthèse et réalisations de filtres BAW pour applications mobiles», Ecole doctorale de sciences physiques et de l'ingénieur, Université de Bordeaux 1, soutenue le 7 novembre 2006.

Chapitre 2 Etude des différentes architectures de réjection du signal TX et implémentation sur un LNA

A. Introduction

L'étude des architectures de systèmes d'émission/réception présentée au chapitre 1, a montré que l'une des difficultés est d'obtenir un niveau élevé d'isolation TxRx afin de rejeter correctement le signal d'émission Tx présent sur la voie de réception Rx. Il a été montré que la présence d'un signal Tx sur l'entrée de l'amplificateur faible bruit LNA pouvait entrainer une diminution du gain, voire une saturation et également des perturbations dues à l'apparition de signaux à la fréquence Rx, issus de modulations croisées avec le signal Tx.

Dans ce chapitre, des architectures sont présentées dans le but de rejeter un signal Tx sur la chaine de réception. L'objectif est de pouvoir compléter l'isolation apportée par le duplexeur et ainsi avoir un fonctionnement correct du LNA et de l'ensemble de la chaine de réception.



Figure 2-1: Renforcement de la réjection du signal Tx par utilisation du signal émis au niveau du récepteur

L'état de l'art est proposé dans une première partie. Nous avons identifié deux façons d'utiliser le signal Tx, soit directement à la fréquence RF, soit par transposition de fréquence. Dans ce dernier cas, les architectures feedforward ou feedback ont fait l'objet d'études et sont présentées.

Compte tenu de la difficulté à réaliser une structure à transposition de fréquence, nous avons recherché des solutions pour limiter l'effet du signal Tx en utilisant directement celui-ci au niveau du LNA. Une structure différentielle de LNA a été conçue et a servi de base à l'essai de deux techniques de réduction. La première utilise une source de courant à la fréquence Tx pour annuler le courant de drain à cette fréquence. La seconde est basée sur la réduction de la tension Tx de commande grille-source des transistors. Les deux techniques sont testées en termes de réjection du signal Tx et également de linéarité, consommation et facteur de bruit.

B. Etude de différentes architectures de réjection du signal TX

1. Description des caractéristiques du LNA

Un amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier ou LNA) est généralement le deuxième dispositif, après le duplexeur, dans une chaine de réception. Sa fonction principale est d'amplifier le signal reçu par l'antenne tout en limitant l'amplification du bruit et la déformation du signal à amplifier. En effet, le signal Rx reçu par l'antenne est généralement très faible, et peut être de l'ordre de -117 dBm [1]. Un amplificateur faible bruit a pour rôle d'amplifier le signal de réception tout en conservant son intégrité. Les paramètres de conception sont alors :

— Le facteur de bruit: le LNA va amplifier le signal de réception ainsi que le bruit thermique ambiant auquel va se rajouter le bruit propre de l'amplificateur. Ce phénomène va provoquer une dégradation du rapport signal à bruit. Le facteur de bruit ou NF (Noise Factor) représente la dégradation du rapport signal sur bruit (Signal Noise Ratio) entre l'entrée et la sortie du LNA, exprimé en dB :

$$NF = 10. \log_{10} \frac{SNR_{entrée}}{SNR_{sortie}}$$
(II.1)

L'amplificateur faible bruit étant le premier élément actif de la chaîne de réception, son facteur de bruit est déterminant pour le calcul du facteur de bruit global du système.

- La linéarité: le LNA doit être dimensionné pour amplifier sans distorsion le signal de réception pour un niveau très faible (proche de la sensibilité) ou bien relativement important quand le mobile est proche de la station de base.
- Le fonctionnement en présence d'un signal Tx ou brouilleur : Le LNA doit continuer à amplifier le signal de réception en présence de signaux d'interférence, brouilleurs, ou fuite du signal de transmission.

Dans le cas du remplacement des filtres SAW par des duplexeurs ajustables multibande, des forts niveaux d'isolation TxRx seront difficiles à atteindre, d'où la contrainte principale d'obtenir un fonctionnement correct en présence d'un signal Tx.

Il existe différentes solutions, plus ou moins complexes, afin d'annuler ou de réduire un signal indésirable au niveau de la chaine de réception. Le but est d'élaborer un système capable de supprimer une partie du signal Tx sans à avoir à surdimensionner la chaine de réception. Pour donner un ordre d'idée, si des isolations TxRx de l'ordre de 30 dB sont obtenues, compte tenu du niveau d'émission de l'ordre de 30 Bm, des niveaux de l'ordre de 0 dBm peuvent être appliqués à l'entrée du LNA. De tels niveaux peuvent amener le LNA à ne plus assurer son rôle correctement et le signal Rx peut ne pas être amplifié correctement. Ainsi, une atténuation supplémentaire du signal Tx de l'ordre de 25 à 30 dB semble souhaitable.

Les techniques utilisées permettent de réduire le signal Tx soit en amont du LNA, soit directement au niveau de celui-ci ou encore après amplification. Dans les deux derniers cas, le signal Tx de fort niveau est appliqué au LNA et doit être pris en compte pour son dimensionnement afin que le signal utile Rx ne soit pas perturbé, voire perdu.

2. Réjection du signal Tx par transposition et filtrage des signaux d'antenne

De nombreuses études abordent le principe de la transposition et du filtrage des signaux d'antenne afin d'atténuer le signal Tx résiduel. Dans ce cas, les signaux détectés sont composés du signal de réception Rx et d'une partie du signal d'émission Tx à une fréquence proche. Compte tenu du faible écart de fréquence, il est difficile d'isoler les signaux par filtrage à la fréquence RF, par contre cette opération peut être faite correctement en transposant le signal à des faibles fréquences soit à une fréquence intermédiaire, soit en bande de base. Ainsi, il est possible de translater le signal en basse fréquence grâce à un premier mélangeur, puis d'utiliser un filtre afin de ne conserver que le signal Tx transposé, puis de revenir à la fréquence de travail de départ afin de soustraire le signal Tx à supprimer [24][25][26][27].

i. Architecture feedforward

L'architecture peut être du type feedforward, une partie du signal d'entrée est prélevée, traitée et finalement soustraite au signal de départ. Cette structure peut se situer en entrée ou sortie du LNA, ou également inclure le LNA comme illustré sur la Figure 2-2. Dans ce cas, une amplification du signal prélevé, en utilisant un amplificateur à faible fréquence LFA, est à inclure.



Figure 2-2: Structure feedforward d'annulation du signal Tx

Une structure feedforward (Figure 2-3) est utilisée à 1 GHz, afin de supprimer le signal Tx au niveau du récepteur [24].



Figure 2-3: Présentation d'un système feedforward [24]

La voie principale est constituée d'un LNA et d'un déphaseur. Ce dernier a pour but d'avoir le signal en opposition de phase par rapport à la voie auxiliaire et ainsi annuler le signal Tx après le combineur. La voie auxiliaire quant à elle, est constituée d'un amplificateur à gain variable VGA, d'un démodulateur et d'un modulateur IQ pour transposer le signal et d'un amplificateur à faible fréquence pour chaque voie IQ. Les filtres passe-bas et passe-haut permettent d'isoler le signal Tx. Les performances du système sont illustrées sur la Figure 2-4. En combinant les deux voies, une réjection du signal Tx de 23.5 dB est atteinte. Le facteur de bruit NF, quant à lui, est de 3.1 +/- 0.1 dB avec ou sans voie auxiliaire.



ii. Architecture à contre réaction

Des architectures à contre réaction, ou feedback, peuvent également être utilisées. Elles sont basées sur le même principe de transposition et filtrage et peuvent être placées en amont du LNA [25][26] ou incorporer l'amplificateur [27][28]. L'utilisation d'une contre réaction après le LNA permet de ne pas trop détériorer les performances en termes de facteur de bruit. Le choix de la fréquence OL détermine le type de filtre à utiliser pour supprimer le signal Tx transposé.



Figure 2-5: Structure feedback d'annulation du signal Tx

Dans l'étude [26], un prototype d'une structure feedback a été conçu et réalisé en utilisant la technologie CMOS 0.18 µm. La réjection du signal Tx atteint 27 dB en moyenne (Figure 2-6) tout en ayant une dégradation du NF de 0.3 dB. Par ailleurs, du fait de la suppression du signal Tx, le point de compression à 1 dB est amélioré de 17.8 dB comme on peut le constater sur la Figure 2-7.



Figure 2-6: Résultats de mesure en utilisant ou non le système de filtrage à la fréquence Tx OL [26]



Figure 2-7: Mesure du gain du LNA en utilisant ou non le système de filtrage [26]

L'atténuation du signal Tx est ainsi obtenue aussi bien avec une structure feedforward que feedback. Cependant, la structure feedforward semble être moins robuste que la feedback en termes de réjection du signal Tx [26]. En effet, si l'erreur de phase IQ est de 10°, les simulations démontrent que la réjection du signal procurée par la structure feedforward est dégradée de 16.5 dB contre 0.8 dB en feedback. Egalement, si l'erreur en amplitude IQ est de 1 dB, la réjection du signal procurée par la structure feedforward est dégradée de 11.3 dB contre 0.5 dB en feedback [26].

3. Réjection du signal Tx en réception à partir du signal Tx émis

Des techniques, basées sur l'annulation directe du signal émis TX sur la branche de réception RX, ont également fait l'objet de différentes études. Le principe est de soustraire le signal TX résiduel sur RX en utilisant le signal TX émis, ajusté en amplitude et phase.



Figure 2-8: Principe d'annulation du signal Tx sur le récepteur

L'annulation du signal TX sur la branche Rx nécessite un ajustement précis en amplitude et phase. L'ajustement peut être réalisé en transposant le signal en bande de base, puis en modifiant les grandeurs IQ afin de recréer le signal Tx ajusté. Un principe d'annulation de signal à double boucle a été mis en œuvre et étudié [29] en utilisant une structure similaire à

un filtre à réponse impulsionnelle finie. Le principe de fonctionnement ainsi qu'une illustration du comportement en fréquence du dispositif, sont présentés dans la Figure 2-9.



Figure 2-9: Description du prototype de duplexeur et réponse en fréquence du duplexeur sur la voie de réception [29]

Plus précisément, le fonctionnement du système consiste à utiliser un coupleur qui se trouve en sortie du PA afin d'obtenir une partie du signal Tx. Ce signal sera divisé en deux parties qui seront ajustées en amplitude et en phase à l'aide de modulateurs IQ. Elles seront ensuite combinées à l'aide d'un coupleur se trouvant sur la chaine de réception afin d'obtenir les deux annulations des signaux à F_{Tx} (F_{Rx} - F_d) et F_{Rx} afin d'annuler un niveau de bruit résiduel de Tx dans la bande Rx. Le système d'annulation à boucle doit respecter un retard précis pour chaque point de fréquence souhaité. Ainsi, les équations suivantes ont été établies:

$$\tau_b - \tau_a = 1/f_{Tx} \tag{II.2}$$

$$\tau_c - \tau_a = \frac{1}{f_{Rx}} \tag{II.3}$$

Afin d'obtenir les informations concernant le bruit du signal Tx sur la bande de fréquence Rx, qui est masqué par le signal désiré, un signal pilote est émis sur la voie de transmission à 10 kHz d'écart avec la fréquence du signal désiré Rx.

L'architecture d'un tel système est présentée sur la Figure 2-10. Deux boucles de retour du signal d'erreur sont nécessaires pour pouvoir effectuer avec précision l'annulation du signal Tx et du bruit Tx sur la bande de fréquence Rx. Le signal d'erreur à F_{Tx} peut être basé sur le signal Tx lui-même ; le signal Rx est converti en bande de base tandis que le signal Tx est converti à fd=F_{Rx}-F_{Tx}. Le signal Tx converti est détecté et utilisé en tant que signal d'erreur (e₁) pour pouvoir annuler le signal Tx. Le signal d'erreur à la fréquence Rx (e₂) pourra être déterminé grâce au signal pilote qui est adjacent au signal de réception et pourra être traité pour obtenir la seconde annulation.



Figure 2-10: Description du prototype de duplexeur réalisé [29]

L'isolation TxRx mesurée du système est représentée ci-dessous. La ligne "a" illustre l'isolation due au circulateur uniquement. Une isolation TxRx de 60 dB à 70 dB est atteinte à condition d'avoir une bonne précision sur les retards de signaux Tx ; de l'ordre du 1/10 de nanoseconde. Le système décrit procure une réjection importante mais le niveau de complexité de conception est élevé.



Figure 2-11: Mesure de l'isolation TxRx du duplexeur [29]

4. Réjection du signal Tx par filtrage à capacités commutées

On va décrire ici une autre approche pour supprimer le signal indésirable, il s'agit de filtrage agile en fréquence. La structure présentée est de type « filtre à capacité commutées » ou filtre N Path [30][31]. Afin de décrire le principe de fonctionnement d'un tel filtre, nous illustrons la réponse en amplitude d'un filtre passe bas à capacités commutées (SCLPF), où une fréquence d'échantillonnage f_c est utilisée. En respect du théorème de Nyquist, les données échantillonnées du filtre peuvent être traitées uniquement pour des fréquences inférieures à $f_c/2$. De ce fait, avoir N répliques du filtre en parallèle permet d'augmenter cette plage de fréquence N fois. Ainsi, si la fréquence Rx est égale à N fois la fréquence

d'échantillonnage, il sera possible de concevoir un filtre coupe bande autour de la fréquence Rx. Par ailleurs, l'utilisation d'un oscillateur à quartz permet d'obtenir une fréquence d'échantillonnage précise et très stable. Le filtre à N Path est généralement placé après le LNA, voire incorporé dans le LNA lui-même, moyennant une dégradation du facteur de bruit NF.



Figure 2-12: Réponse en amplitude du filtre passe bas à capacités commutées.[30]

Un filtre différentiel à 4 Path a été conçu et réalisé en utilisant la technologie CMOS 65 nm [31] suivant l'architecture illustrée sur la Figure 2-13. Les capacités de 66pF ont été obtenues en utilisant les transistors NMOS afin d'optimiser la densité de la puce. Un balun a été implémenté pour transformer le signal en mode différentiel; une résistance R_{RM} a été placée en parallèle de la sortie du balun afin de présenter une impédance en entrée de 50 Ω . Un amplificateur tampon à forte impédance d'entrée est placé dans le circuit afin de pouvoir mesurer le système sans impacter la réponse en fréquence des filtres.



Figure 2-13: Architecture du filtre en différentiel à 4 Path. [31]



Une réjection de 10 à 16 dB est atteinte suivant la fréquence souhaitée. On retiendra également que la bande passante du filtre reste insuffisante pour l'application envisagée.

C. Réjection du signal Tx au niveau du LNA

1. Présentation du concept

Différentes techniques de suppression du signal Tx au niveau du récepteur ont été présentées dans la partie précédente. Les niveaux de réjection du signal Tx, atteints pour les différents solutions, sont conformes aux objectifs, hormis pour la structure à capacités commutées. Néanmoins, les forts niveaux de réjections sont obtenus pour un réglage précis des signaux réinjectés, par l'utilisation de structures à transposition de fréquence. Il en résulte des architectures complexes, pas facilement intégrables. De plus les consommations électriques obtenues peuvent être importantes du fait de l'utilisation de modulateurs et démodulateurs IQ ainsi que d'amplificateurs. Il convient de mentionner que ces techniques s'appliquent aux cas où le signal indésirable (brouilleur ou interféreur) n'est pas a priori connu et doit être récupéré. Dans notre le cas, le signal à rejeter est parfaitement connu, les topologies que l'on envisage seront simplifiées.

Dans la suite de ce chapitre nous allons étudier l'utilisation d'une réjection directe du signal Tx en agissant sur l'étage d'entrée du LNA. Le signal Tx est prélevé en sortie de l'amplificateur de puissance et il va être utilisé au niveau du LNA, comme illustré sur la Figure 2-15. L'ajustement en amplitude et phase doit pouvoir être intégré également lors de la conception du LNA.

L'amplificateur faible bruit est construit à partir d'un étage d'entrée à transistors, qui dans notre cas sera réalisé à partir d'un montage différentiel. L'annulation du signal Tx va être réalisée au niveau de cet étage en considérant 2 possibilités :

 La première structure proposée consiste à annuler le signal Tx en sortie de l'étage d'entrée. Le courant de drain de chaque transistor sera généré à partir du signal Tx+Rx et une seconde source à Tx viendra annuler cette composante à rejeter.



Figure 2-15: Annulation du signal Tx en amont du LNA

— La seconde architecture proposée consiste en l'annulation du signal Tx à l'entrée de la paire différentielle. Pratiquement, il s'agira d'obtenir une tension grille-source qui ne dépend que de Rx. Pour cela, il faut imposer une tension de grille ou de source suivant Tx afin d'annuler la tension grille-source à cette fréquence.

2. Conception du LNA sans réjection

Nous avons conçu, dans un premier temps, un LNA pour une application à 2140MHz (bande 1) avec un gain de 15 dB. La conception du LNA s'est faite avec les composants d'une technologie Silicium CMOS 0.18um. L'architecture générale est présentée sur la Figure 2-16.

A ce stade, elle comprend deux transformateurs idéaux pour faire la transformation du mode commun au mode différentiel, puis inversement en sortie. La Figure 2-17 donne une description plus détaillée de la structure. La polarisation des transistors est effectuée par des miroirs de courant à transistor NMOS alimentés par une tension à 3.3V. La consommation en courant est de 10.9mA ce qui n'est pas critique pour l'application envisagée. Un récapitulatif des performances du LNA est disponible sur le Tableau 2-1.



Figure 2-17: Schéma détaillé du LNA.

Paramètre	Condition	LNA	Unité
Courant		10.9	mA
Gain		14.6	dB
Adaptation en entrée du LNA	Fréquence : 2140 MHz	-7	dB
Isolation (S ₁₂)		38	dB
Point de compression 1dB		-16.7	dBm
Facteur de bruit		2.07	dB

Tableau 2-1: performances, du LNA concu pour la bande 1

3. Annulation du courant drain I_{TX} par une seconde source en parallèle

La solution étudiée dans cette partie, consiste à annuler la composante du courant de drain à la fréquence d'émission I_{TX} en utilisant une seconde source en parallèle. Dans cette architecture, deux transistors sont utilisés en parallèle avec pour l'un une excitation par le signal reçu, soient les tensions V_{RX} et V_{TX} , et pour le second une excitation avec la tension V_{TX} en opposition de phase. Comme représenté sur la Figure 2-18, le courant résultant et donc la tension de sortie seront proportionnels uniquement à V_{RX}.



Figure 2-18: Schéma explicatif du système de suppression du signal grille-drain.

Pour décrire la structure voulue en montage différentiel, nous avons repris la même topologie de LNA conçue dans le paragraphe précédent et nous avons ajusté les points de polarisations de chaque transistor ainsi que l'adaptation d'impédance afin de pouvoir insérer sur chaque voie différentielle deux transistors auxquels sera appliquée la tension V_{TX}. Le schéma du LNA avec l'annulation des courants de drain I_{TX} est présenté dans la Figure 2-19. L'étage d'entrée peut donc être vu comme la mise en parallèle de deux paires d'amplificateurs différentiels, excités en opposition de phase. Nous utiliserons donc 2 baluns en entrée, l'un pour le signal Rx+Tx, l'autre pour Tx, avec un croisement des excitations des transistors. Les baluns sont considérés idéaux pour les simulations en paramètres S comme en harmonique balance. L'amplitude et la phase du signal Tx sont ajustées afin de supprimer le courant I_{TX}. Une fois la valeur de la phase trouvée, celle-ci reste inchangée quel que soit le niveau de puissance du signal Tx à l'entrée du LNA. Les standards indiquent que la puissance maximale qui peut être reçue par un téléphone lors de la réception des données ne doit pas excéder -25 dBm [1] ; cas de la proximité de l'utilisateur d'une antenne relais. Cette valeur sera choisie pour la puissance P_Rx. Le gain du LNA avec l'architecture de compensation est de 11.2 dB tandis que la consommation de ces derniers s'élève à 18.6 mA. Donc une augmentation de 7.7 mA de la consommation est nécessaire pour le fonctionnement de cette structure d'annulation du signal Tx.



Figure 2-19: Schéma du LNA utilisant l'architecture de suppression du signal grille-drain



Figure 2-20: Schéma simplifié du LNA utilisant l'architecture de suppression du signal grille-drain



Figure 2-21: Performances du système d'annulation pour une puissance du signal Tx en entrée à -25 dBm (a) à -10 dBm (b) à 0 dBm (c)

La Figure 2-21 illustre les performances du système d'annulation de signal pour différents niveaux de puissance du signal Tx (P_Tx) superposé au signal Rx :

- Cas (a) : P_Tx =-25 dBm. Après ajustement, nous constatons une annulation du signal Tx en sortie pour un niveau Tx de correction de -13.7 dBm appliquée à l'entrée, sans incidence sur le gain du signal Rx. La réjection obtenue du signal Tx est de 21 dB.
- Cas (b) : P_Tx =-10 dBm. Le signal Tx est rejeté de 36.9 dB pour un niveau Tx correction de 1.9 dBm.
- Cas (c) : P_Tx =0dBm. Le niveau de réjection est à 25.5 dB pour un niveau Tx correction de 12.5 dBm.

Dans ces deux derniers cas, nous remarquons une augmentation du gain du signal Rx (Gain_Rx) lorsque la réjection maximale est obtenue. En effet, en dehors de cette zone, les niveaux de puissance en jeu entrainent la compression du LNA et donc la diminution du gain.



Figure 2-22: Facteur de bruit du système (nf), facteur de bruit du LNA seul (LNA_seul..nf)

En conclusion, cette structure permet de rejeter le signal Tx tout en maintenant le fonctionnement du LNA linéaire pour le signal Rx et ce, même pour un signal Tx de niveau élevé. Le gain du signal Rx revient à son niveau originel dès lors que l'on supprime suffisamment le signal Tx, évitant ainsi une saturation de l'amplificateur. On note cependant sur la Figure 2-22, une augmentation du facteur de bruit qui s'élève à 3.6 dB, pour un facteur de bruit de 2.07 dB pour le LNA initial.

4. Annulation du courant drain I_{TX} par modification de la tension grillesource

La seconde structure testée afin de supprimer le signal Tx au niveau du LNA consiste à appliquer une tension de correction V_{Tx} , ajustée en amplitude et phase, sur la source du transistor. La tension de grille étant constituée du signal Rx et du signal Tx résiduel, il est alors possible d'annuler le signal Tx sur la tension grille-source. Le principe est illustré sur la Figure 2-23. On a :

$$V_{GS} = V_G - V_S \tag{II.4}$$

La tension de grille est constituée de V_{Rx} et V_{Tx} , celle de correction de la source est ajustée à V_{Tx} donc :

$$V_{GS} = (V_{Rx} + V_{Tx}) - V_{Tx} = V_{Rx}$$
(II.5)

Le courant de drain résultant sera ainsi nul à la fréquence Tx.



Figure 2-23: Schéma explicatif du système de suppression par modification de la tension grille-source.

Pour l'application à l'amplificateur différentiel, la compensation au niveau de la source des transistors peut être représentée par l'ajout d'une source de tension de correction entre les deux sources.



Figure 2-24: Application à la paire différentielle d'entrée par une source de tension RF

Afin de valider le principe de fonctionnement, nous reprenons la structure du LNA et nous insérons maintenant une source de tension de correction à la fréquence Tx, comme illustré dans la Figure 2-26



Figure 2-25: Schéma du LNA doté d'une source de tension



Figure 2-26: Schéma du LNA simulé

Les caractéristiques du LNA sont inchangées avec un gain de 14.6 dB et une consommation de 10.9 mA. La puissance du signal Rx est toujours fixée à -25 dBm. Pour un signal Tx établi à -10 dBm (Figure 2-27) en injectant une tension Vcorrection de 235 mV à la fréquence Tx avec une phase adéquate, on vérifie que la tension V_{GS} et le courant de drain à cette fréquence sont quasiment nuls, comme illustré sur la Figure 2-27.



Figure 2-27: Tension V_{GS} et courant I_D à la fréquence Tx en fonction de la tension de correction.

Ainsi, en termes de puissance, l'annulation du signal Tx est effective comme il est représenté sur la Figure 2-28. L'atténuation du signal Tx est de 25.5 dB et le gain du signal Rx quant à lui reste inchangé pour la tension Vcorrection optimale. Pour un niveau du signal d'entrée Tx à 0 dBm, une tension de correction de 745 mV est requise afin d'annuler ce signal. Ainsi, la réjection du signal Tx est de 26 dB tout en ayant une compression du gain Rx de 0.7 dB. Cette architecture est donc fonctionnelle. Le NF reste inchangé du fait de l'utilisation d'une source de tension RF idéale, à 2.07 dB.



Figure 2-28: Performances du système pour un signal d'entrée Tx fixé à -10 dBm (a) à 0 dBm (b)

Dans les simulations précédentes, la tension de correction est fournie par une source idéale. Concrètement, la tension de correction pourrait être appliquée par l'intermédiaire d'un balun. Cette solution va être testée en utilisant un montage suiveur qui va présenter au balun une faible impédance, se rapprochant ainsi des conditions d'une source idéale. Les transistors de la paire différentielle sont alors polarisés par le point milieu du balun, qui est le point de courtcircuit virtuel du circuit.



Figure 2-29: Implémentation testée utilisant un balun pour l'application du signal de correction.

Une simulation en paramètres S ainsi qu'en harmonique balance est réalisée pour décrire le comportement du LNA avec l'annulation de Tx. Le gain du LNA est de 14.2 dB et la consommation est de 21.6 mA. Un courant de 10.7 mA est donc nécessaire afin d'alimenter le suiveur. Comme pour les tests précédents, la puissance du signal Rx est fixée à son maximum, donc -25 dBm [1] et pour différents cas de figure, la puissance du signal Tx à l'entrée du LNA sera modifiée. L'objectif est de pouvoir annuler le signal Tx d'un niveau de 0 Bm à l'entrée du LNA. Comme illustré sur la Figure 2-31 (a), pour un signal Tx à l'entrée du LNA de -10 dBm, une réjection de ce signal de 34 dB est atteinte pour V_{correction} de 255mV. Le gain du signal Rx quant à lui reste inchangé pour V_{correction} donnée. Pour le cas Figure 2-31 (b), pour un signal Tx établi à 0 dBm en entrée du LNA, la suppression de ce signal est de 28.5 dB pour V_{correction} de 805 mV. On remarque que le gain du signal Rx comprime de 0.8 dB et reste donc en dessous du point de compression à 1 dB.





Figure 2-31: Résultats obtenus avec un niveau du signal Tx en entrée à -10 dBm (a) à 2 dBm (b)



Figure 2-32: Facteur de bruit du système (NF), facteur de bruit du LNA seul (LNA_seul..nf)

Avec cette structure, la dégradation du facteur de bruit NF est faible, seulement 0.2 dB (Figure 2-32), ce qui rend cette implémentation très intéressante. L'objectif est atteint avec cette structure en termes d'atténuation du signal résiduel Tx, en termes d'impact du NF, mais également en termes de linéarité. Le système d'annulation du signal Tx par modification de la tension grille-source est fonctionnel.

D. Synthèse et conclusion

Afin de pouvoir compléter l'isolation TxRx du duplexeur, différentes solutions ont été présentées. Les solutions les plus efficaces utilisent des architectures complexes à transposition de fréquence. Pour des applications de téléphonie mobile, de telles structures sont difficiles à mettre en œuvre. Ainsi, nous avons proposé des architectures particulières du LNA qui permettent de renforcer la réjection du signal Tx et d'obtenir un fonctionnement conforme du récepteur.

Deux solutions ont été présentées, en utilisant un signal Tx image injecté au niveau de la paire différentielle d'entrée du montage. L'atténuation du signal Tx résiduel est atteinte pour les deux solutions proposées. Un tableau récapitulatif des performances des deux solutions est donné ci-dessous.

	Annulation du courant de drain ITX par :		
	une seconde source en parallèle	une modification de la tension grille-source	Unité
Gain du LNA	11,2	14,2	dB
Gain du signal Rx à PTx = 0dBm	10,3	13,4	dB
Atténuation du signal Tx	25,5	28,5	dB
NF	3,6	2,2	dB
Consommation	18,6	21,6	mA

Tableau 2-2: Récapitulatif des performances des systèmes d'annulation du signal Tx.

La solution de l'annulation du signal Tx au niveau de la tension grille-source, en utilisant une source de tension RF, est la plus performante des deux en termes d'atténuation, gain et facteur de bruit. De ce fait, elle constitue une solution très intéressante afin de compléter le fonctionnement du duplexeur.

Dans le chapitre3, nous recherchons des solutions pour la réalisation d'un duplexeur hors filtre SAW, capable de compléter l'isolation TxRx exigée avec de faibles pertes de transmission, tout en étant agile en fréquence et intégrable sur un substrat faible coût.
Références bibliographiques

[24] Sahar Ayazian and Ranji Gharpurey, «Feedforward Interference Cancellation in Radio Receiver Front-Ends», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, n° 10, Oct. 2007.

[25] Tobias D. Werth, Christoph Schmits, Ralf Wunderlich, and Stefan Heinen, «An Active Feedback Interference Cancellation Technique for Blocker Filtering in RF Receiver Front-Ends», IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 45, n° 5, May 2010.

[26] Aminghasem Safarian, Amin Shameli, Ahmadreza Rofougaran, Maryam Rofougaran, Franco De Flaviis, «Integrated Blocker Filtering RF Front Ends», Université of California, Irvine, CA, 92697, 2007.

[27] Namsoo Kim and Hyunchol Shin, «Active Circuit Approaches for SAW-less Full-duplexer Receiver Systems», Qualcomm, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121, USA, 2011.

[28] Namsoo Kim, Hyunchol Shin, «Active Circuit Approaches for SAW-less Full duplexer Receiver Sytems», 2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS.

[29] Matthew Williamson, Shyama Kannangara and Michael Faulkner, «Performance Analysis of Adaptive Wideband Duplexer», Telecommunication and Micro-Electronics Centre, School of Communication and Informatics, Victoria University, PO BOX 14428, MCMC Melbourne VIC 2001, Melbourne, Australia.

[30] Daniel C.V.GRUNIGEN, R.P.SIGG, J.SCHMID, G.S. MOSCHYTZ, «An Integrated CMOS Switched Capacitor Bandpass Filter Based on N-Path and Frequency Sampling Principles», IEEE, 1983.

[31] A. GHAFFARI, Eric. A. M. KLUMPERINK, Michiel C. M. SOER, B. NAUTA, «Tunable High Q N-Path Band-Pass filters: Modeling and Verification», IEEE Journal of Solid-state circuits, Vol. 46, No. 5, May 2011.

Chapitre 3 Etude de différentes structures de duplexeur accordable hors filtre céramique

A. Introduction

L'étude des différentes architectures de réjection du signal Tx présentée au chapitre 2, a montré qu'il était possible, en utilisant la solution d'annulation du signal Tx au niveau de la tension grille-source, d'avoir une rejection du signal Tx de l'ordre de 25 dB ; sans trop impacter ni le gain ni le facteur de bruit NF. L'objectif désormais est de proposer une nouvelle façon de concevoir un duplexeur accordable, capable de procurer une isolation TxRx de l'ordre de 30dB, ainsi que de présenter de faibles pertes d'insertion. Le but est donc d'isoler les deux voies, donc se rapprocher du fonctionnement d'un circulateur. Ce chapitre présente l'état de l'art des architectures et en propose de nouvelles afin de réaliser un duplexeur accordable.

Pour chaque type de solution des simulations seront menées et des améliorations seront envisagées afin d'obtenir le niveau d'isolation TxRx nécessaire pour la conception d'un duplexeur, tout en veillant à ce que le système soit accordable, en technologie SOI.

La réalisation de coupleurs hybrides accordables à éléments discrets est une solution intéressante pour l'application visée. Dans la seconde partie du chapitre, la simulation d'un tel coupleur et son utilisation en tant que duplexeur seront détaillées.

B. Etude de duplexeurs actifs

1. Utilisation d'un amplificateur distribué

Une première solution pour la conception d'un duplexeur accordable consiste en l'utilisation d'un amplificateur distribué (DA) [32][33][34]. Compte tenu de son architecture symétrique, l'amplificateur est naturellement bidirectionnel.

Le schéma et principe de fonctionnement d'un amplificateur distribué est illustré ci-dessous, dans une configuration classique [35].



Figure 3-1: Configuration classique d'un amplificateur distribué

L'amplificateur est constitué de transistors placés en parallèle et reliés entre eux par des lignes de transmission, obtenues sur la figure par des lignes artificielles LC incorporant les capacités des transistors. Un fonctionnement large bande est ainsi obtenu en respectant des contraintes sur l'égalité des vitesses de phase afin d'assurer une bonne recombinaison directive en puissance. Si l'égalité des vitesses de phase est vérifiée entre chaque chemin de propagation, les signaux se recombinent en phase sur la ligne de sortie et le signal se propage vers la sortie port (2) et pas vers le port (3). Cette propriété est utilisée pour la conception de duplexeurs.

Pour une application en duplexeur, l'amplificateur distribué est conçu de façon à avoir une bonne isolation entre les ports 1-3 et 2-4. Dans [32][33], la structure proposée est composée de cellules élémentaires DA (Distributed Amplifier) reliées par des réseaux déphaseurs TPSN (Tunable Phase Shifting Network), ajustées dans cet objectif d'isolation (Figure 3-2).



Figure 3-2: Description du principe de fonctionnement du duplexeur actif [33]

La phase nécessaire entre chaque amplificateur afin d'obtenir l'isolation demandée est obtenue suivant le nombre n de transistors qui constituent le réseau:

$$\varphi = \frac{180}{n} \tag{III.1}$$

Donc, ayant 4 transistors dans le réseau de duplexeur, un déphasage de 45° peut être recherché pour avoir l'isolation sur les ports (3)-(1) pour le S_{31} , et (4)-(2) pour le S_{42} . Sur la Figure 3-2, les éléments R et T représentent des filtres supplémentaires insérés aux fréquences Tx et Rx. Toujours dans le but d'améliorer l'isolation, la taille des transistors peut être choisie non uniforme, par exemple en suivant une loi binomial ou du type Chebyshev [34].

Dans [32], un duplexeur actif a été implémenté en utilisant la technologie MMIC pour des applications WiMAX. Afin de pouvoir faire varier la phase du déphaseur, des diodes varactors peuvent être implémentées, ou comme c'est le cas dans l'article [32], des transistors en utilisant la variation de la capacité Drain/Source Cds en fonction de la tension de grille. Ainsi, il est possible de décaler l'isolation TxRx et ce en appliquant uniquement des tensions différentes aux transistors. L'isolation varie de 2.2 GHz à 2.5 GHz allant de 21 à 44 dB. La mesure du gain direct et inverse (S₂₁ (Tx) S₃₄ (Rx)) est de 14.8 dB à 16.8 dB. Une adaptation de 9 dB sur tous les ports au minimum est obtenue de 2 GHz à 2.7 GHz. Le facteur de bruit est à 3.2 dB.

Les performances données pour illustrer le bon fonctionnement des duplexeurs sont, l'isolation avec S_{31} et le S_{42} , ainsi que les gains directs et inverses, respectivement du port (1) vers (2) et du port (4) vers (3). Cela suppose que l'antenne d'émission soit connectée au port (2) et celle de réception au port (4). Ce mode de fonctionnement ne correspond pas à

l'application de téléphonie mobile visée qui n'utilise qu'une seule antenne d'émission et de réception. Deux configurations non optimales sont alors possibles :

- L'utilisation avec une seule antenne au port (4) est possible et dans ce cas l'amplificateur distribué n'est pas utilisé en amplificateur à l'émission. Ainsi le signal Tx sera amplifié en amont et il subira une atténuation lors de sa propagation sur la ligne d'entrée.
- L'utilisation avec une seule antenne au port (2) n'est pas souhaitable car en mode réception le signal sera atténué par la ligne de sortie, détériorant le facteur de bruit.

Un autre problème majeur est la consommation du courant qui est très élevée compte tenu des niveaux de puissance mis en jeu à l'émission.

2. Conception d'un quasi- circulateur actif

Un circulateur est un important composant dans la plupart des systèmes microondes, essentiellement dans les applications type radar et relais de téléphonie mobile. Constitué de 3 ports, il va permettre d'envoyer le signal à émettre du port (1) vers le port (2) et le signal reçu du port (2) vers le 3^{ième} port. C'est en général un dispositif passif utilisant des matériaux magnétiques ferrites qui lui confèrent des propriétés de non-réciprocité. Pour l'application visée, le port Rx doit être isolé du port Tx, d'où l'appellation de quasi-circulateur. De ce fait, il n'y a plus aucune interaction entre le signal de transmission et le signal de réception.



Figure 3-3: Principe de fonctionnement du quasi-circulateur actif.

Les circulateurs sont généralement fabriqués à l'aide de matériaux ferrites, ce qui les rend non intégrables. Il existe des structures dites actives, à base de transistors, qui permettent également la caractéristique de non réciprocité. Une première version de circulateur actif a été proposée en 1965. Elle utilise les propriétés d'unilatéralité des transistors en insérant un étage d'amplification entre chaque voie [36]. L'utilisation de transistors est très avantageuse pour le coût, la taille et la possibilité d'intégration dans plusieurs technologies. Cependant, un transistor est un élément actif et donc comporte des limitations en termes de puissance, linéarité et génération du bruit.

Une topologie générale illustrant le principe utilisé pour la réalisation de quasi-circulateurs, est représentée sur la Figure 3-4. Les gains A, B et –B/A permettent l'annulation du signal Tx sur Rx à l'émission. Il s'agit d'une représentation générale avec A et B non nuls, positifs ou négatifs. Il est possible d'utiliser un diviseur de puissance inverseur ou un soustracteur en sortie en modifiant les signes de A ou B.



Figure 3-4: Principe général de fonctionnement d'un quasi-circulateur actif

Le même principe est utilisé à partir d'une paire différentielle, en technologie CMOS à 30GHz [37]. Le schéma de la structure est donné sur la Figure 3-5 avec les transistors M1 (drain commun), M2 (grille commune) et M3 (source commune) réalisant respectivement les fonctions d'amplification de gain A, –B/A et B.



Figure 3-5: Exemple de conception en technologie CMOS

Un autre exemple de duplexeur actif MMIC est donné dans [38] pour lequel le combineur de sortie est obtenu à l'aide d'un transistor, comme illustré sur la Figure 3-6. Les signaux directs (branche du bas) et de l'antenne (branche du haut) sont respectivement appliqués à la grille et à la source afin d'annuler le signal Tx sur le récepteur.



Figure 3-6: Module du quasi-circulateur actif

3. Simulation du quasi-circulateur actif et conclusion

Le quasi-circulateur actif permet d'apporter du gain aux signaux Tx et Rx ainsi que d'isoler la voie Rx du signal Tx. Des simulations ont été réalisées dans le but d'établir les avantages et

inconvénients d'un quasi-circulateur composé de 3 transistors (T1, T2, T3), représenté sur la Figure 3-7.



Figure 3-7: Schéma de fonctionnement du quasi-circulateur simulé

Chaque transistor amplifie le signal et compte tenu des montages du type source commune utilisés, la phase est modifiée de 180°. De ce fait, le signal de transmission Tx qui sera propagé vers le transistor T2 aura un déphasage de 180° tandis que le signal de transmission Tx qui sera propagé vers le transistor T1, puis le transistor T3, aura donc un déphasage nul. En supposant que les gains des étages des transistors T1, T2 et T3 sont correctement optimisés, les amplitudes des deux signaux Tx arrivant sur la chaine de réception Rx seront égales et donc ils s'annuleront. L'isolation entre la voie de transmission et la voie de réception est atteinte avec ce principe. En réception, le signal sera amplifié par l'étage avec T3 pour être appliqué à Rx, les transistors T1 et T2 assureront l'isolation vers Tx.

Le design du circulateur quasi actif est fait sous le logiciel ADS Keysight et le schéma est représenté sur la Figure 3-8. Les transistors utilisés sont des transistors à effet de champs JFET qui ont la particularité de générer un faible bruit RF ; le modèle utilisé est de type Angelov [39]. Un réseau d'adaptation pour présenter la bonne impédance aux transistors mais également présenter une impédance de 50Ω côté charge est ajouté au circulateur quasi actif. Les modèles de capacité et inductance sont obtenus à partir du facteur de qualité afin de représenter les pertes de ces composants. Nous effectuons deux types de simulations pour ce circulateur quasi actif : soit en paramètres S, soit en harmonique balance pour connaitre le comportement en fonction de la puissance injectée.

Afin que le circulateur quasi actif soit accordable, il est possible d'agir sur le déphasage entre les deux voies qu'emprunte le signal Tx jusqu'au récepteur. Pour cela, nous agissons sur deux composants encadrés en rouge sur la Figure 3-8 : une capacité et une résistance. Il serait possible de sélectionner différentes valeurs ou composants grâce à l'utilisation de commutateurs RF.



Figure 3-8: Schéma de test du quasi-circulateur actif accordable grâce aux éléments encadrés en rouge

Les résultats de simulation du quasi-circulateur accordable, fonctionnant à 1.92GHz (rouge), à 1.95 GHz (Bleu), à 1.98 GHz (rose) sont illustrés Figure 3-9 en paramètres S, ainsi que

Figure 3-10 pour la simulation grand signal HB. Une isolation TxRx inférieure à -35 dB est obtenue au point de fréquence voulu sans pour autant avoir une variation du gain du signal Tx. Par ailleurs, le niveau de l'isolation TxRx donné par les paramètres S correspond bien à celui donné par l'harmonique balance, montrant qu'une isolation d'environ 20 dB peut être maintenue à fort niveau, soit 24 dBm de puissance d'entrée.



Figure 3-9: Résultats de simulation du duplexeur : Gain, Adaptation en entrée du dispositif et isolation TxRx



Figure 3-10: Résultats de simulation du duplexeur: Signal à l'entrée du duplexeur, signal Tx transmis à l'antenne et isolation TxRx

Bien que l'utilisation de transistor présente des avantages en termes de coût et de surface, chaque transistor est soumis à des niveaux très élevés de puissance de l'ordre de la puissance d'émission. Il en résulte un niveau très élevé de consommation, dans notre cas de 2.3 A, qui rend cette architecture très difficile à utiliser. Une solution serait d'utiliser le dernier étage de l'amplificateur dans le duplexeur. Une telle structure a récemment été utilisée pour la réalisation d'un quasi-circulateur avec amplification de puissance de 21 dBm à 2.4 GHz [40].

De plus le comportement des circulateurs obtenus avec des composants actifs sera non linéaire, principalement à fort niveau. Ainsi, nous allons désormais étudier des duplexeurs utilisant des éléments passifs afin de pallier les problèmes de consommation et linéarité des éléments actifs.

C. Etude de duplexeurs passifs à transformateur hybride

Il existe différentes possibilités pour concevoir un duplexeur avec des éléments passifs. Le principal objectif lors du design d'un duplexeur passif est de concevoir un système capable de produire les opérations d'addition et de soustraction, pour chaque signal et de façon indépendante (Figure 3-4). L'utilisation des caractéristiques d'un balun ou d'un coupleur hybride 3dB peut nous permettre de réaliser les opérations désirées. L'objectif est toujours de pouvoir supprimer le signal Tx sur la voie Rx de réception, tout en gardant une bonne transmission du signal Tx à l'antenne et du signal reçu par l'antenne jusqu'au récepteur Rx.

1. Etat de l'art du duplexeur passif à transformateur hybride

Afin de résoudre le principal problème du fort signal de transmission fuyant sur la chaine de réception, un nouveau concept à base de transformateur hybride a été proposé [41][42]. Le transformateur hybride a deux caractéristiques : la première étant que tous ses ports peuvent être adaptés de façon simultanée, la deuxième que certains ports sont électriquement isolés

grâce à la propriété de la bi-conjugaison. Un transformateur hybride est constitué donc d'un balun qui fonctionne si certaines conditions sont réunies [42]:



Figure 3-11: Schéma d'un duplexeur utilisant un transformateur hybride

Les expressions suivantes donnent les relations entre les impédances aux accès pour un fonctionnement équilibré:

$$R_{D (BAL)} = r.R_{B (ANT)} \tag{III.2}$$

$$R_{A(PA)} = \begin{bmatrix} r/(1+r) \end{bmatrix} R_{B(ANT)}$$
(III.3)

$$R_{C(LNA)} = \begin{bmatrix} 1/(1+r) \end{bmatrix} \cdot \binom{N_2}{N_1}^2 \cdot R_{B(ANT)}$$
(III.4)

Avec : R_A , R_B , R_C et R_D impédances respectivement aux ports A (PA : amplificateur de puissance), B (ANT : antenne), C (LNA : amplificateur faible bruit de réception) et D (BAL : équilibrée), N₁ enroulement coté primaire, N₂ secondaire et r rapport en les enroulements coté primaire.

Si les relations précédentes sont vérifiées, soit les ports B (ANT) et D (BAL) chargés convenablement, aucun signal du port A (PA) se charge sur le port C (LNA). Ainsi, l'isolation sur la voie Tx et la voie Rx est atteinte. Notons que dans ce cas, les ports A et C sont conjugués. De même si les ports A et C sont convenablement chargés, B et D seront conjugués.

Par ailleurs, le rapport r peut être modifié de sorte à choisir le meilleur compromis entre les pertes d'insertion lors de la transmission et celles en réception. Ces pertes sont évaluées en étudiant le montage proposé dans le mode émission et réception. En émission, en considérant que le montage est bien équilibré, il n'y aura pas de tension sur la voie du LNA. La puissance Tx en sortie de l'amplificateur PA se retrouve répartie entre l'antenne ANT et la voie BAL avec un rapport r, les pertes d'insertion sont alors données par la formule :

$$Pertes_T x = IL_{TX} = 10.\log_{10}\left(\frac{1+r}{r}\right)$$
(III.5)

De même en réception, le signal issu de l'antenne se retrouvera sur les voies Tx, soit l'amplificateur PA, et Rx soit le récepteur LNA.

$$Pertes_{Rx} = IL_{Rx} = 10.\log_{10}(1+r)$$
(III.6)

A partir de ces équations, les pertes sont tracées en fonction du rapport r. Si r=1 les pertes seront de 3 dB en émission et en réception.



Figure 3-12: Pertes d'insertion du transformateur hybride en fonction du rapport d'enroulement r

Il est à noter que la désadaptation de l'impédance de l'antenne est particulièrement marquée dans les applications récentes de la téléphonie mobile utilisant de multiples fréquences de transmission et de fortes densités de composants. De ce fait, pour ce type de duplexeur il peut être intéressant d'utiliser une charge ajustable sur l'accès D ou un tuner d'antenne pour que le transformateur hybride puisse fonctionner correctement.

D'autre part, les couplages entre les primaires et secondaires des transformateurs n'étant pas idéaux à cause d'effets capacitifs, l'isolation Tx en émission n'est pas suffisante. Une solution d'amélioration consiste à utiliser une structure différentielle. Le duplexeur en fonctionnement différentiel accordable, basé sur le transformateur hybride, est présenté sur la Figure 3-13 [42]. Il a été implémenté avec la technologie CMOS 90 nm. Les mesures de l'isolation TxRx d'un seul transformateur hybride sont illustrées sur la Figure 3-14. Une isolation de 50 dB est atteinte à 3 MHz de bande. Le système complet affiche une isolation TxRx de 50 dB minimum sur 100 MHz de bande; toujours à noter que l'impédance de l'antenne reste inchangée. Le facteur de bruit du duplexeur ainsi que celui du LNA sont de 6 dB en moyenne.



Figure 3-13: Vue Schéma et photographie du prototype réalisé [42]



Figure 3-14: Isolation TxRx du transformateur hybride seul (a), isolation TxRx du duplexeur (b) facteur de bruit et gain du LNA (c) [42]

2. Principe de fonctionnement et caractérisation d'un balun

i. Paramètres d'un balun

Un balun est un composant qui possède 3 ports permettant de transformer un signal du mode symétrique ou différentiel (balanced) en un signal du mode asymétrique ou commun (unbalanced). Le signal en mode symétrique sera différentiel, c'est-à-dire composé de deux signaux de même amplitude mais en opposition de phase (180°), comme l'illustre la Figure 3-15. Un balun se doit de rejeter le signal en mode commun sur la voie différentielle et vice versa ; c'est un critère très important pour le bon fonctionnement du balun. Le signal en mode asymétrique ou commun est référencé par rapport au plan de masse, tandis que le signal en mode symétrique ou différentiel est flottant.

La présence de baluns au sein d'une architecture Front End s'est développée pour la réalisation de structures différentielles d'amplification. En effet, lors de la conception des amplificateurs de puissances, l'impédance devant être présentée à la sortie de l'étage de puissance, afin qu'il puisse délivrer la puissance voulue, est souvent très faible. De ce fait, en utilisant une structure différentielle et un balun en sortie, la tension aux bornes de la charge sera doublée. Ainsi, pour un niveau de puissance identique, l'impédance nécessaire à présenter aux transistors sera 4 fois l'impédance du mode commun. Il est plus facile, dans ce cas-là, d'obtenir l'impédance souhaitée.



Figure 3-15: Principe de fonctionnement d'un balun

Afin de pouvoir caractériser un balun pour le mode commun et le mode différentiel, nous utilisons les paramètres S en mode dit « mixé ». Nous rappelons que les caractéristiques en

paramètres S d'un dispositif deux ports sont décrites en termes d'ondes incidentes a_n et réfléchies b_n par les équations suivantes, avec Z_0 impédance réelle de référence, V_n tension I_n courant et avec n le numéro du port:

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_n + Z_0 I_n)$$
(III.7)

$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_n - Z_0 I_n) \tag{III.8}$$



Figure 3-16: Dispositif deux ports en paramètres S

Ainsi, pour un dispositif deux ports, la matrice [S] suivante est obtenue :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} avec \ a_2 = 0 | Correspondent \ au \ coefficient \ de \ réflexion \ au \ port \ 1$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} avec \ a_1 = 0 | Correspondent \ au \ coefficient \ de \ transmission \ inverse \ au \ port \ 1$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} avec \ a_2 = 0 | Correspondent \ au \ coefficient \ de \ transmission \ direct \ au \ port \ 1$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} avec \ a_1 = 0 | Correspondent \ au \ coefficient \ de \ réflexion \ au \ port \ 2$$

Maintenant, nous allons nous intéresser à un balun 3 ports, donc ayant un signal en mode différentiel et un signal en mode commun :



Figure 3-17: Dispositif trois ports en paramètres S

L'onde incidente et l'onde réfléchie du mode différentiel « d » et du mode commun « c » sont calculées de la même manière que les paramètres S standards :

$$a_d = \frac{1}{2\sqrt{Z_d}}(V_d + Z_d I_d)$$
 et $b_d = \frac{1}{2\sqrt{Z_d}}(V_d - Z_d I_d)$ (III.10)

$$a_c = \frac{1}{2\sqrt{Z_c}}(V_c + Z_c I_c)$$
 et $b_c = \frac{1}{2\sqrt{Z_c}}(V_c - Z_c I_c)$ (III.11)

La tension, le courant et l'impédance en mode différentiel et en mode commun sont décrits comme suit:

$$V_d = V_1 - V_3$$
 | $V_c = \frac{V_1 + V_3}{2}$ (III.12)

$$I_d = \frac{I_1 - I_3}{2}$$
 | $I_c = I_1 + I_3$ (III.13)

$$Z_{d} = \frac{V_{d}}{I_{d}} = 2Z_{oo} \qquad | \quad Z_{c} = \frac{V_{c}}{I_{c}} = \frac{Z_{oe}}{2} \qquad (III.14)$$

La tension V₁ peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_1 + Z_0 I_1) \qquad et \qquad b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_1 - Z_0 I_1) \tag{III.15}$$

$$a_1 + b_1 = \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} \quad \underset{Donc}{\longleftrightarrow} V_1 = \sqrt{Z_0}(a_1 + b_1) \tag{III.16}$$

De même pour le courant I₁ :

$$I_1 = \frac{(a_1 + b_1)}{\sqrt{Z_0}} \tag{III.17}$$

En injectant les équations (III.10) (III.11) (III.12) ainsi que (III.13) et (III.14) dans l'équation (III.7) et (III.8), tout en assumant que [43]:

$$Z_{oo} = Z_0 = Z_{oe} \tag{III.18}$$

On trouve :

Mode différentiel
$$a_d = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_3)$$
 et $b_d = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_3)$ (III.19)

Mode Commun
$$a_c = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_3)$$
 et $b_c = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_3)$ (III.20)

La matrice pour décrire ce dispositif sera donc de la forme suivante :

$$\begin{cases} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{cases} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{cases}$$
(III.21)

En faisant apparaitre les paramètres de mode commun et différentiel, une matrice S_{mm} , dite mode mixé, est obtenue :

$$\begin{cases} b_{d} \\ b_{2} \\ b_{c} \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{d2} & S_{dc} \\ S_{2d} & S_{22} & S_{2c} \\ S_{cd} & S_{c2} & S_{cc} \end{bmatrix} \begin{cases} a_{d} \\ a_{2} \\ a_{c} \end{cases}$$
(III.22)

Il est alors possible d'établir une relation de passage entre la matrice S et la matrice S_{mm}

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{cases} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{d2} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{c2} & S_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{cases} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{cases}$$
$$[S_{mm}] = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{d2} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{c2} & S_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$
(III.23)

Enfin, les matrices du mode commun et du mode différentiel sont déduites à partir de la matrice $[S_{mm}]$ qui représente les paramètres S en mode mixé. Ainsi, il est possible d'effectuer toutes les caractérisations nécessaires afin d'évaluer les performances d'un balun en mode commun et en mode différentiel.

Mode différentiel :
$$\begin{cases} b_d \\ b_2 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{d2} \\ S_{2d} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{cases} a_d \\ a_2 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{diff} \end{bmatrix} \begin{cases} a_d \\ a_2 \end{cases}$$
(III.24)

Mode commun : $\begin{cases} b_c \\ b_2 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{cc} & S_{c2} \\ S_{2c} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{cases} a_c \\ a_2 \end{cases} = \begin{bmatrix} S_{comm} \end{bmatrix} \begin{cases} a_c \\ a_2 \end{cases}$

Dans l'étude, on considère que le mode complémentaire est chargé sur son impédance caractéristique.

Egalement, on peut calculer la transformation d'impédance réalisée par le balun sous forme de schéma équivalent en résistance R_p et capacité C_p en parallèle, de la manière suivante :

$$Y_{diff}(1,1) = \frac{1}{Zs} \cdot \frac{\left(1 - S_{diff}(1,1)\right)}{\left(1 + S_{diff}(1,1)\right)}$$
(III.26)

Avec Zs=100 Ohms

$$C_p = \frac{imag(Y_{diff}(1,1))}{2\pi f} \tag{III.27}$$

$$R_p = \frac{1}{reel(Y_{diff}(1,1))} \tag{III.28}$$

(111.25)

ii. Modélisation d'un balun

Avant de faire l'étude d'un duplexeur passif utilisant le principe de fonctionnement du balun, il est nécessaire d'avoir un modèle de son fonctionnement. Pour cela, nous allons modéliser l'un des baluns conçus pour un prototype d'amplificateur de puissance multi-bandes d'ACCO.



Figure 3-18: Dessin d'un balun intégré sur silicium pour la société ACCO

Il est possible de modéliser le balun de différentes manières : par l'utilisation d'éléments discrets ou de lignes de transmissions. Suivant la manière dont l'étude sera menée, l'une des deux solutions peut être choisie et dans notre cas nous avons choisi une modélisation par des éléments localisés.

Le balun est constitué de 2 enroulements réalisés en technologie intégrée par des lignes couplées. Chaque ligne de transmission est modélisée par un réseau en π , comme illustré sur la figure suivante.



Figure 3-19: Modèle équivalent d'une ligne

A partir de cette représentation, il est possible de déterminer la matrice admittance du quadripôle équivalent à la ligne :

$$[Y] = \begin{bmatrix} j. Cp1. w + 1/jLw & -1/jLw \\ -1/jLw & j. Cp2. w + 1/jLw \end{bmatrix}$$
(III.29)

Les expressions de L, Cp1 et Cp2 sont alors déduites des paramètres admittances par les formules:

$$L = \frac{-imag(Y_{21})}{2\pi f}$$
(III.30)

$$C_{p1} = \frac{imag(Y_{11} + Y_{12})}{2\pi f} \tag{III.31}$$

$$C_{p2} = \frac{imag(Y_{12} + Y_{22})}{2\pi f} \tag{III.32}$$

Le balun étant constitué de 2 lignes couplées, la méthode d'extraction suivante est alors obtenue :

- Extraction de la valeur de l'inductance L₁ et des capacités parasites du premier enroulement du balun en chargeant l'entrée et la sortie de la ligne tout en déconnectant la sortie différentielle du balun.
- Extraction de la valeur de l'inductance L₂ et des capacités parasites du second enroulement du balun en chargeant la sortie du balun et en déconnectant l'entrée du balun.
- Extraction de la valeur de l'inductance mutuelle en chargeant le balun en entrée et en sortie, en prenant en compte L₁ et L₂. Ensuite on peut obtenir le facteur de couplage k en utilisant l'équation suivante :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{III.33}$$

 Extraction des accès du balun en LC en les déduisant de l'ensemble des calculs fait cidessus.

Un modèle complet est finalement obtenu en faisant apparaitre le point milieu du balun, il est représenté comme suit:



Le modèle ci-dessus a été ajusté afin de modéliser un balun multi-bandes d'ACCO, intégrant les éléments parasites liés à la technologie utilisée. On compare, Figure 3-21 et

Figure 3-22, les performances obtenues par simulations électromagnétiques du balun d'ACCO et celles obtenues avec le modèle. Sur les bandes de fréquences 824MHz-915 MHz, les performances, aussi bien en termes de transformation d'impédance, de symétrie, de rejection du mode commun et de pertes d'insertion sont très proches. De ce fait, nous allons utiliser ce modèle pour l'étude du duplexeur passif utilisant les propriétés du balun.



Figure 3-21: Comparaison des résultats d'extraction des paramètres entre le modèle et le balun réalisé : transformation d'impédance en RP, CP, erreur en amplitude et phase



Figure 3-22: Comparaison des résultats d'extraction des paramètres entre le modèle et le balun réalisé : gain en mode commun, pertes d'insertion, adaptation vue à l'entrée du balun.

3. Proposition d'amélioration de l'architecture du duplexeur à transformateur hybride

i. Architecture 1 de duplexeur accordable

L'utilisation d'un transformateur hybride pour la conception d'un duplexeur accordable, comme présentée dans la section III.C.1, est une démarche plutôt intéressante afin d'atteindre l'isolation TxRx désirée. Cependant, la charge BAL servant à présenter la même impédance que celle de l'antenne pour le bon fonctionnement du transformateur hybride est un point noir dans cette structure; en effet, la moitié de la puissance du signal Tx est perdue dans cette charge.



Figure 3-23: Schéma d'un duplexeur utilisant un transformateur hybride [42]

Cette structure est cependant nécessaire afin que le signal Tx, qui est en mode commun, soit inexistant en différentiel sur la voie Rx grâce à l'opposition des signaux Tx sur chaque voie Rx. De ce fait, afin de maintenir le même type de fonctionnement du duplexeur tout en maximisant la puissance du signal Tx, nous proposons la structure 1 décrite ci-dessous comme une nouvelle alternative.



Figure 3-24: Proposition d'amélioration de l'architecture de duplexeur.

Le principe de fonctionnement de la structure 1 est simple : la charge Bal est supprimée et nous recombinons les deux voies tout en ayant un déphaseur sur l'une des voies. Ainsi, l'idée est de réinjecter la puissance qui se chargeait sur la charge Bal avec une phase différente suivant la fréquence d'émission Tx ou de réception Rx.



Figure 3-25: Schéma de simulation du duplexeur en utilisant des éléments idéaux

Afin de tester le fonctionnement par simulation, le balun introduit est idéal et une ligne 500hm est utilisée avec une longueur variable introduisant un déphasage de -180° à 180°.

En mode émission, pour un déphasage nul le signal est en mode commun et il est ainsi parfaitement transmis à l'antenne avec une isolation Rx idéal. En réception avec un déphasage de 180°, nous obtenons un mode différentiel sur le balun, d'où un signal optimal sur le récepteur avec des pertes d'insertion limitées.



Afin d'obtenir un fonctionnement optimal, le déphaseur doit présenter une phase nulle à la fréquence d'émission F_{Tx} , et une phase de +180° à la fréquence de réception F_{Rx} . Ainsi, l'isolation et les pertes d'insertion désirées seront atteintes. Cependant, du fait que les deux fréquences, F_{Tx} et F_{Rx} , sont très proches, il est très compliqué de concevoir un déphaseur ayant les caractéristiques requises pour ce système.

Il est possible de réduire cet écart de phase nécessaire en introduisant une seconde ligne sur la seconde branche, comme illustré sur la Figure 3-27. Cette seconde ligne modifie l'adaptation d'impédance, d'où la recherche d'un compromis entre les pertes et l'écart de phase à obtenir.



Figure 3-27: Fonctionnement du duplexeur en utilisant des éléments idéaux et en rajoutant un second déphaseur ayant une valeur fixe.

Les simulations donnent les performances obtenues, représentées Figure 3-28, pour une ligne de longueur correspondante à des déphasages de ϕ =-40°, -20°, 0°, 20° et 40°. Ainsi, en insérant un second déphaseur qui a comme phase ϕ , nous conservons les mêmes performances du duplexeur en mode émission si le premier déphaseur a une valeur identique au second déphaseur. En mode réception, des Pertes_Rx faibles peuvent être obtenues sur

une plage de variation de phase importante. Ainsi si on admet des Pertes_Rx=0.5 dB, les simulations donnent des écarts à obtenir entre le mode émission et le mode réception compris entre 93 et 129°. Si une isolation de 30 dB est considérée suffisante, l'écart peut encore être diminué à des valeurs comprises entre 85° et 119°.



Figure 3-28: Performances du duplexeur pour chaque déphasage introduit en émission et réception.

L'utilisation des lignes sur les 2 branches amène les déphasages voulus mais modifie également les transformations d'impédance, d'où des performances en termes de pertes, notamment Pertes_Tx, dégradées.

Tableau 3-1: Performances du duplexeur pour différentes valeurs de phase introduite dans la 2 ^{ème} branche de
ligne.

ф	-40°	-20°	0°	20°	40°
Mode réception : Phase pour pertes Rx=0.5 dB	-133°	-130°	+/-129°	130°	133°
Mode émission : écart de phase pour Isolation_Rx optimale	93°	110°	180°	128°	95°
Pertes Tx	-0.9 dB	-0.3 dB	-0.1 dB	-0.3 dB	-0.9 dB
Mode émission : écart de phase pour Isolation_Rx =-30 dB	85°	100°	119°	100°	85°
Pertes Tx	-1.1 dB	-0.4 dB	-0.2 dB	-0.4 dB	-1.1 dB

Le balun idéal est remplacé par le modèle du balun étudié précédemment et nous optimisons la transformation ainsi que les niveaux de pertes pour la transmission et réception des signaux comme il est présenté dans la Figure 3-29. Des simulations en paramètres S et en harmonique balance ont été réalisées afin d'observer le comportement en régime linéaire et en puissance du système, sur la bande 1.



Figure 3-29: Schéma de test du duplexeur en utilisant le modèle du balun.



Figure 3-30: Performances du duplexeur sur la voie de réception et de transmission

Côté émission, quel que soit le choix de la valeur du second déphaseur, on obtient des performances correctes, autour de 0.3 dB de pertes ainsi qu'un bon niveau de réjection du signal Tx sur le récepteur.

L'objectif est alors de concevoir un déphaseur capable de procurer un déphasage pour le signal Tx de -20° et de -87.7° pour le signal Rx, avec des pertes limitées. L'un des moyens connus de concevoir des déphaseurs pour la RF intégrable est l'utilisation des réseaux en π ou en T.



Figure 3-31: Schéma du déphaseur en utilisant un modèle en 4T.



Figure 3-32: Résultats de simulation en paramètres S du déphaseur en utilisant un modèle en 4T

Le déphaseur proposé, remplissant les critères de phases, est composé d'un réseau en 4T comme illustré dans la Figure 3-31. Néanmoins, comme on peut le remarquer, le niveau de pertes d'insertion de ce déphaseur est trop excessif car supérieur à 2 dB. Les contraintes sur le déphaseur sont très importantes et l'amélioration des performances passe par une optimisation globale de la structure en prenant en compte les désadaptations et transformations d'impédance sur les bandes de fréquences en jeu.

Cependant, nous allons nous intéresser à une autre structure qui permettra d'avoir moins de contrainte pour le déphaseur requis.

ii. Architecture 2 de duplexeur accordable

Le même principe de fonctionnement du balun, associé à un déphaseur, sera utilisé mais sur une autre architecture de duplexeur, dans le but d'obtenir l'isolation exigée tout en ayant moins de contrainte sur le déphaseur. L'idée de l'architecture suivante est d'exciter le balun pour le signal Rx et non pour le signal Tx. Ainsi, le signal reçu par l'antenne sera transmis au balun et transformé en signal différentiel tandis que le signal Tx sera supprimé au niveau du balun et donc totalement transmis à l'antenne. Le principe de fonctionnement du duplexeur en question est présenté dans la Figure 3-33. Contrairement à la première structure qui, pour chaque état de déphaseur, présente des pertes d'insertion nulles dans le cas idéal, la deuxième structure comporte d'office une perte d'insertion 3 dB sur la voie Rx seulement du fait de la charge sur la voie Tx. Notre démarche sera d'équilibrer les pertes d'insertion entre

la voie Tx et Rx afin de réduire ce problème et ainsi proposer des performances aussi attrayantes que la première structure.



Figure 3-33: Principe de fonctionnement du duplexeur

Nous utilisons le modèle du balun en ajoutant deux capacités croisées afin de mieux représenter, avec le reste des capacités en parallèle avec le primaire et secondaire, le couplage capacitif entre les deux enroulements. Le schéma de test du duplexeur est présenté dans la Figure 3-34. Nous insérons dans cet exemple un déphaseur fixe d'une valeur de 35°, le second déphaseur sera ajusté. Les tests sont faits sur la bande 1 pour valider le principe de fonctionnement du duplexeur.



Figure 3-34: Schéma de test du duplexeur utilisant le modèle de balun conçu.



Figure 3-35: Performances du duplexeur sur la voie d'émission et réception

Cette nouvelle structure a été configurée de sorte à obtenir des pertes limitées. Ainsi le second déphaseur doit présenter une phase de -48.5° pour Tx et de -88.5° pour Rx pour obtenir ce fonctionnement en ayant au maximum des pertes d'insertions de l'ordre de 1.1 dB, tout en présentant une impédance de 50 Ω en entrée et sortie du dispositif. Un réseau en 3T a été choisi pour le design du déphaseur requis, comme illustré sur la Figure 3-36.

·	·	٠,		1.1.1	· ·	• •	·			2.27	· ·	• •			1.1.1		• •		•	· · . :	• •	·	• •	1	• • •	•	·
•	1.	÷	Term		<u> </u>				2	┥←	1		-			1		L.	- 2	-16	-			T	Term		•
		٤	'Term1'	CAPQ				INDO	·	APQ	• •			INDO	CAPQ	· ·		INDO		CAPQ			1.1	٤	'Term2		•
	1	۶	Num=1	C205				L101 ·	- C	204			- 1	L102	C202 ·			L100		C203			r = r	15	-Num=2	1.1	
		1	.Z=50 Ohm	C=2 pF				L=2 nH	. C	≔1.9 pF				L=1.1 nH	C=1.9 pl			L=2 nH		. C=2 pF	·		1 I.		.Z=50 O	hm	
	1	P		Q=100	din 1			Q=25	2	2=100	dia 1			Q=25	Q=100	ale i		.Q=25	÷	Q=100	and a			1			
	1	-		F=1950 N	1HZ			2 F=1950 N	Hz F	=1950 N	IHZ			2 F=1950 MHz	F=1950	MHZ		2 F=1950	MHz	F=1950	MHZ			ᆂ			
							1.1	.						🖬 an an an an				.									

Figure 3-36: Schéma du déphaseur utilisant le modèle en 3T



124	12	- Si - Si	- 25	- 25	- 223	2.	- 4	1	12	1.	12	-82	- 82	- 4	1	12	- 62	-82	14	52	1.		1	- 53	- 25	- 25	- 25	12	12	22	22	23	27
- 24	11	10 10	48	48	785	- 43		5	1	4.	14	34.	-32.	1	IN	ρQ	122	37	24	14	-1.1			10	- 223	- 123	48	48	4	<u>,</u>	÷2	<u>32</u>	â.
1	-	Term	¥8	48	48	4	CAI	PQ	32	32	32	92	-92	4	L2	1	-	-	94	0	APO	۹.	- 3	3	48	43	48	-	100	Ter	m	÷.	4
	٤I	Term1	-	40	6	¥	C13 C#4	ρF	÷	32	9	9	9	3	L= Q=	6.5 25	nH	(9	000	14 ≍4 i	οF	3	-	43	43	¥0		2.	Ter	m2		2
1	٢1	Z=50 0	hm	1	÷	÷.	Q=	100	*	æ	÷	95	96	h	F=	195	50 N	1Hz	8	C	=10	0.	1	- 22	÷	÷	÷	11	24	Z=	50 C	bhm	a.
Ļ	μ		÷		÷	+	F=1	950	MI	Ηz	÷	${\bf \Theta}$		土	24	- +	14	197	19	F	=1.9	50	MH	Z 🗧	÷	÷	÷	ч	_	-42	-	+	æ
	L	0.03	÷	$\hat{\mathbf{e}}_{i}$	$\{ \mathbf{f} \}$	÷	10	10	$(\tilde{\pi})$	$(\tilde{\pi})$	$\langle \hat{\mathcal{R}} \rangle$	(0)	$\langle T \rangle$	1	÷.	\mathbb{R}^{n}	12	12	12	39	39	÷,	6.	- 63	$\mathbf{\hat{t}}$	÷	÷	1	4	$\langle \hat{\mathcal{R}} \rangle$	$(\tilde{\mathcal{R}})$	$(\tilde{\pi})$	(\mathbf{r})
100	1	61.61	10	\mathbf{r}	100		10	40	- 10	- 242	- 242	110	10	-	-	-	- 14	14	- 14	1.14	1.14	1	- 6	- 63	100	10	10	12	12	- 242	36	44	

Figure 3-38: Schéma du déphaseur à 40° utilisant un modèle en T



Figure 3-39: Performances du déphaseur fixe à 40°.

Un second déphaseur est inséré pour le déphaseur fixe à 40° constitué par un réseau en T, procurant les performances dans la Figure 3-39.

Une simulation des paramètres S du duplexeur a été réalisée et les performances sont présentées sur la Figure 3-41. Les niveaux de pertes sur la voie Tx sont cohérents par rapport à l'addition des pertes des deux déphaseurs, en revanche les niveaux de pertes sur la voie Rx sont bien plus élevés que prévu. En effet, des désadaptations d'impédance en entrée du premier déphaseur et également côté transmission, affectent les niveaux de perte sur la voie Rx. Le point noir en revanche de ces résultats est que l'isolation TxRx est décalée en fréquence, et insuffisante.

Il est possible de retravailler le duplexeur afin de recentrer l'isolation TxRx autour de la fréquence de travail ainsi que de réduire les pertes sur la voie Tx ainsi que sur la voie Rx. Cette dernière étape passe par une optimisation globale qui s'avère délicate compte tenu :

- Des variations d'impédances et des désadaptations des différents éléments sur la bande de fréquence.
- Des niveaux de pertes obtenus sur chaque déphaseur, liés aux contraintes de phase.
- Des déséquilibres qui apparaissent ente les branches du système.



Figure 3-40: Schéma de test du duplexeur utilisant le modèle de balun conçu ainsi que les modèles des déphaseurs



Figure 3-41: Performances du duplexeur en termes de transmission, réception ainsi qu'en termes d'isolation TxRx



Figure 3-42: Performances du duplexeur en termes de transmission, réception ainsi qu'en termes d'isolation TxRx après correction

La conception d'un duplexeur en utilisant les caractéristiques en mode commun et différentiel d'un balun est une solution qui a été proposée dans différents travaux de recherche. Nous avons cherché à améliorer les performances en proposant de nouvelles architectures basées sur l'introduction de réseaux passifs capables de fournir des phases particulières aux signaux Tx et Rx. L'optimisation d'une telle structure s'avérant délicate, nous avons par la suite cherché à exploiter les propriétés du coupleur hybride.

D. Etude de duplexeurs passifs à coupleur hybride

1. Principe et état de l'art

Il est également possible d'effectuer les opérations d'addition-soustraction, nécessaires à la réalisation d'un duplexeur, grâce aux coupleurs hybrides 3dB.

Un coupleur hybride 3dB est un dispositif à 4 ports qui permet de séparer le signal injecté sur un port en deux signaux identiques équivalent à la moitié de la puissance initiale, soit -3 dB, mais avec une différence de phase qui peut être soit de 90°, soit de 180° comme il est illustré sur la Figure 3-43. Si les sorties sont mal adaptées, une partie du signal se retrouve sur le port isolé. Le coupleur hybride est un dispositif microonde qui est très utilisé en tant que circuit de protection contre les ondes réfléchies et en tant qu'additionneur, comme par exemple dans un PA équilibré [45].

Etant donné que le coupleur hybride est composé d'éléments passifs, il est réciproque.



Figure 3-43: Principe de fonctionnement d'un coupleur hybride 3dB

Il est possible d'envisager d'utiliser le coupleur hybride directement en duplexeur. Dans ce cas, le signal Tx sera appliqué au port 1 et il sera transmis à l'antenne (port 3). En réception, le signal provenant de l'antenne sera transmis à Rx connecté au port 2. Cependant, cette topologie n'est pas du tout optimisée pour une transmission optimale des signaux Tx et Rx. En effet, une partie du signal Tx se chargera sur le port 4 tandis qu'une partie du signal reçu par l'antenne se retrouvera sur le port 1, soit Tx.

L'étude [44] s'est penchée sur l'utilisation du coupleur hybride 3dB en tant que duplexeur. La topologie étudiée est illustrée sur la figure ci-dessous.



Figure 3-44: Schéma du duplexeur conçu grâce au coupleur hybride 3dB avec la technologie MMIC [44]

Le principe de fonctionnement est, en utilisant les caractéristiques du coupleur hybride 3dB, de pouvoir supprimer le signal Tx sur la voie Rx en effectuant des recombinaisons de phases et amplitudes. Le coupleur hybride est choisi de sorte que la voie couplée modifie la phase d'entrée du dispositif de 180°, au lieu de 0°. Compte tenu des différents déphasages, aucun signal n'est délivré à la charge 50 ohms du coupleur d'antenne à l'émission, ni à celle du récepteur Rx en mode réception. Cependant les coupleurs se retrouvent en parallèle et le fonctionnement idéal ne peut pas être obtenu. Dans [44] un étage actif est introduit afin d'isoler le coupleur d'entrée en mode réception. La conception du coupleur hybride 3dB se fait avec des lignes de transmission en utilisant la technologie MMIC, comme illustré sur la Figure 3-45. Le duplexeur fonctionne de 10 GHz à 13 GHz avec une isolation TxRx de 35 dB sur une bande de 3 GHz. Les pertes du duplexeur sont de 4.5 dB côté Tx et côté Rx [44].



2. Modélisation et caractéristiques d'un coupleur hybride 3dB

Afin de pouvoir caractériser le coupleur hybride en amplitude et en phase, nous utilisons les paramètres S. Concernant ce dispositif 4 ports, en supposant que tous les ports sont adaptés, les paramètres S sont décrits comme suit :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{pmatrix}$$
(III.34)

Sachant que le coupleur hybride choisi dans cette étude a une phase de -90° sur la voie directe, qu'il possède un port sur lequel le signal est totalement isolé et que le signal injecté est divisé en deux comme illustré sur la Figure 3-43, les paramètres S idéaux seront alors :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$
(III.35)

Avec : $S_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{e^{-j0}}{\sqrt{2}} = le$ signal est déphasé de 0° et la puissance est divisée par deux $S_{31} = \frac{-j}{\sqrt{2}} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} = le$ signal est déphasé de - 90° et la puissance est divisée par deux

Un coupleur hybride peut être conçu en éléments discrets ou à l'aide de lignes de transmission. Cependant, étant donné les fréquences utilisées en téléphonie mobile et l'objectif d'obtenir un dispositif intégrable, le design du coupleur hybride se fera en utilisant des éléments discrets. La topologie, généralement utilisée, d'un coupleur hybride utilisant des éléments discrets est représentée dans la Figure 3-47. Afin de caractériser la structure, les paramètres admittances sont utilisés afin d'extraire les paramètres S.



Figure 3-47: Topologie du coupleur hybride 3dB utilisant des éléments discrets

La matrice d'un dispositif en 4 ports en admittance est de la forme suivante :

$$\begin{cases} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{cases} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix}$$
(III.36)

Chaque paramètre Y_{mn} est calculé en annulant les tensions correspondantes. Ainsi :

$$Y_{11} = \frac{i_1}{V_1} avec V_2 = V_3 = V_4 = 0$$
 (III.37)

Cela revient à dire que la topologie pour déterminer Y_{11} peut être représentée sous la forme suivante :



Figure 3-48: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y_{11}

Donc, on obtient :

$$Y_{11} = Y_1 + Y_7 + Y_3 \tag{III.38}$$

De la même façon :

$$Y_{21} = \frac{i_2}{V_1} avec V_2 = V_3 = V_4 = 0$$
(III.39)

Cela revient à dire que la topologie du coupleur hybride 3dB pour déterminer Y_{22} est de la forme suivante :



Figure 3-49: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y₂₁

Ainsi, nous obtenons:

$$Y_{21} = -Y_3 (11.40)$$

Egalement, on a:

$$Y_{31} = \frac{i_3}{V_1} \operatorname{avec} V_2, V_3 \operatorname{et} V_4 = 0 \tag{III.41}$$

Au point de vue électrique, cela revient à dire que la topologie pour déterminer Y_{31} est de la forme :



Figure 3-50: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y₃₁

Donc:

$$Y_{31} = -Y_7 \tag{III.42}$$

Enfin, on a:

$$Y_{41} = \frac{i_4}{V_1} \operatorname{avec} V_2, V_3 \operatorname{et} V_4 = 0 \tag{III.43}$$

Cela revient à dire que la topologie pour déterminer Y₄₁ est de la forme :



Figure 3-51: Topologie du coupleur hybride 3dB pour le calcul de Y₄₁

Donc :

$$Y_{41} = 0 \tag{(11.44)}$$

Ainsi, nous pouvons construire notre matrice en admittance pour le coupleur hybride :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_7 + Y_3 & -Y_3 & -Y_7 & 0 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 + Y_8 & 0 & Y_8 \\ -Y_7 & 0 & Y_6 + Y_4 + Y_7 & Y_4 \\ 0 & Y_8 & Y_4 & Y_5 + Y_8 + Y_4 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix}$$
(III.45)

A partir de la matrice [Y], il est possible d'extraire la matrice [S]. Pour cela, nous supposons que l'adaptation d'impédance est vérifiée, donc nous avons :

$$a_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_i + Z_0 I_i) \tag{III.46}$$

$$b_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V_i - Z_0 I_i) \tag{III.47}$$

$$b_i = [S]a_i \tag{III.48}$$

Donc :

$$(V_i - Z_0 I_i) = [S](V_i + Z_0 I_i)$$

$$(V_i - Z_0 [Y] V_i) = [S](V_i + Z_0 [Y] V_i)$$

$$(Id - Z_0 [Y]) = [S](Id + Z_0 [Y])$$

Avec Id qui représente la matrice unité.

Ainsi, la matrice [S] est décrite comme étant :

$$[S] = (Id - Z_0[Y])(Id + Z_0[Y])^{-1}$$
(III.49)

Nous sommes donc en mesure de modéliser et d'appliquer des relations de passage entre les valeurs des composants et les paramètres admittance ou S pour un coupleur.

Dans la conception d'un coupleur hybride 3dB, certains paramètres doivent être spécifiés à la fréquence de travail:

- Le coefficient de couplage : plusieurs rapports de division sont possibles, dans notre cas ce sera 0.5 ou 3 dB,
- Les déphasages des signaux en sortie du coupleur hybride. Dans notre étude, nous souhaitons obtenir des déphasages de 0° et de -90°,
- Les pertes d'insertion, l'isolation, l'adaptation.

3. Conception d'un coupleur hybride 3dB

Notre démarche sera d'utiliser les caractéristiques du coupleur hybride 3dB pour concevoir un duplexeur accordable. La Figure 3-55 illustre la topologie qui a été choisie en se basant sur une étude de différentes structures [46] mais également en prenant en compte la possibilité de disposer d'un coupleur hybride accordable. En effet, sur le tableau récapitulatif des résultats de mesures, présenté dans l'étude [46], on note que la structure retenue présente un bon compromis en termes d'adaptation, de pertes sur la voie directe et sur la voie couplée, d'isolation et de largeur de bande de l'adaptation.

Nous proposons de faire une simulation en paramètres S du coupleur hybride tout en chargeant les 4 ports à 50Ω . Nous allons dans un premier temps nous intéresser aux performances du coupleur hybride pour la bande 1, à savoir le signal Tx sera dans la bande de fréquence [1.92-1.98] GHz et le signal Rx quant à lui sera dans la bande de fréquence [2.11-2.17] GHz.



Figure 3-52: Schéma du coupleur hybride 3dB utilisant des éléments idéaux

Pour l'application visée, un point intéressant est amené par le fait que les fréquences d'émission f_Tx et de réception f_Rx sont décalées. Il est alors possible d'accorder le coupleur sur une fréquence comprise entre f_Tx et f_Rx de façon à avoir une atténuation inférieure à -3 dB pour chaque bande de fréquence. Le coupleur présenté ci-dessous a été conçu avec cet objectif à une fréquence centrale de 2GHz. Ainsi, dans les résultats présentés, des pertes de - 2.6 à -2 dB sont obtenues pour chaque voie de transmission. Egalement, nous avons bien une phase sur la voie directe proche de -90° et une phase sur la voie couplée proche de 0° à la fréquence f_Tx.



Figure 3-53: Performances du coupleur hybride 3dB en termes de transmission du signal vers la voie directe et couplée



Figure 3-54: Performances du coupleur hybride 3dB en termes de transmission du signal vers la voie isolée ainsi que l'adaptation des ports du coupleur.

A la fréquence f_Rx, nous conservons cet écart de phase proche de -90° entre les deux voies. Du point de vue isolation TxRx, des valeurs de l'ordre de -26 dB sont obtenues.

Dans l'objectif de pouvoir concevoir un duplexeur fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquence, un coupleur hybride accordable a été conçu. Il doit pouvoir être ajustable pour fonctionner sur les bandes 1, 2 et 3. L'accord est réalisé en faisant varier les impédances de chaque branche du coupleur en fonction de la bande de fréquence recherchée. Le choix de la bande se fait en sélectionnant différentes valeurs de capacités grâce à des commutateurs RF. Il sera plus facile de réaliser des capacités commutables que des selfs inductances. Ainsi, pour les branches constituées d'une inductance, une capacité série est ajoutée pour faire varier l'impédance.



Figure 3-55: Topologie du coupleur hybride 3dB choisi (a) version du coupleur hybride 3dB accordable (b)
Les commutateurs RF sont commandés en tension afin de présenter, dans le cas idéal, soit un court-circuit, soit un circuit ouvert. Ils sont modélisés sous ADS par un modèle simple, comme illustré sur la Figure 3-56. Les paramètres indiqués et leurs valeurs représentent les caractéristiques d'un commutateur RF d'ACCO utilisant la technologie fournie par STMicroelectronics.



Figure 3-56: Modèle simplifié des commutateurs RF prenant en compte la technologie SOI de chez ST Microelectronic

La Figure 3-59 détaille la description du coupleur hybride accordable pour les 3 bandes de fréquence. La Figure 3-58 présente les résultats du coupleur hybride obtenus en bande 1 pour trois sous bandes de fréquence : [1.92-1.94] GHz, [1.94-1.96] GHz, [1.96-1.98] GHz.



Figure 3-57: Topologie du coupleur hybride 3dB accordable développé avec des éléments idéaux



Figure 3-58: Performances du coupleur hybride 3dB en 3 sous bande de 20 MHz sur la bande 1.



Figure 3-59: Rôle de chaque partie constituant le coupleur hybride 3dB

Pour chaque sous bande, des pertes de l'ordre de -2.5 dB sont obtenues sur la voie directe ou la voie couplée, en utilisant la possibilité offerte par l'écart entre les fréquences Tx et Rx. L'isolation obtenue est de l'ordre de 24 dB.

En agissant correctement sur les capacités pour chaque bande de fréquence, il est possible de décaler les performances du coupleur hybride dans toute la bande 1. Ainsi, une procédure a été mise au point pour ajuster les performances du coupleur. Elle est illustrée sur la Figure 3-59 et se résume ainsi :

- Décalage en fréquence des performances en modifiant les valeurs des capacités en série avec les inductances.
- Ajustement du pic d'isolation TxRx en modifiant les capacités entre les entrées.
- Ajustement de l'adaptation d'impédance en modifiant les capacités d'entrée.

Il est donc possible d'envisager d'utiliser le coupleur hybride directement en duplexeur et de pouvoir ajuster son fonctionnement à la bande de fréquence souhaitée par commutation des capacités du coupleur. Cependant, une fois que le coupleur est accordé sur la fréquence centrale, soit entre f_Tx et f_Rx, nous ne disposons pas d'autres moyens d'actions pour améliorer davantage les performances.

4. Conception d'un duplexeur à coupleurs hybrides

i. Présentation du duplexeur proposé

Dans cette partie, nous avons recherché une nouvelle architecture, offrant davantage de possibilités d'ajustement de la structure et ainsi de nouveaux leviers d'amélioration des performances.

La structure retenue comporte deux coupleurs hybrides 3dB du même type que dans l'étude précédente. Les coupleurs mis en œuvre effectuent un déphasage en quadrature, donc en sortie à la fréquence choisie, les signaux sont déphasés de 0° pour la voie couplée et de -90°

pour la voie directe. Le premier objectif est de maximiser la puissance du signal Tx sur la voie directe. Pour l'atteindre, nous cherchons à ne plus perdre 3 dB sur la voie 4 du premier coupleur. Ce résultat peut être obtenu en réinjectant le signal Tx sur le port 2 du coupleur hybride 3dB avec une phase de -90° comme il est représenté sur la Figure 3-60. Ainsi le signal sera maximisé sur la voie directe (3) du premier coupleur hybride 3dB, puis maximisé sur la voie couplée du second coupleur hybride 3dB (4).



Figure 3-60: Schéma explicatif du coupleur hybride 3dB maximisant le signal injecté (rouge) sur la voie directe (3)

En utilisant les déphasages pour chaque voie des coupleurs et avec un déphaseur, nous proposons une nouvelle structure permettant de maximiser le signal Tx à l'antenne, comme illustré sur la Figure 3-61.



Figure 3-61: Structure de duplexeur à base de coupleurs hybrides 3dB.

ii. Etude en mode émission

L'étude va être menée en utilisant les tensions sur chaque port des coupleurs et en considérant des coupleurs idéaux et une adaptation d'impédance parfaite. Si on note V1_n, V2_n, V3_n et V4_n les tensions complexes aux ports respectifs 1, 2, 3, 4, du coupleur hybride n, on obtient dans le cas idéal :

$$V3_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V1_n \cdot e^{-j90} + V2_n \right) \tag{III.50}$$

$$V4_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V1_n + V2_n \cdot e^{-j90} \right) \tag{III.51}$$

En mode émission, la tension d'entrée Tx est appliquée à l'entrée du premier coupleur soit $V1_1$.

Sur le coupleur 2, la tension au port 1 V1₂ est égale à la tension V3₁ déphasée de 90°.

$$V1_2 = V3_1 \cdot e^{j90}$$

D'autre part le port 2 étant isolé, la tension sur la voie 3, V32, s'écrit :

$$V3_2 = \frac{1}{2} (V1_1 \cdot e^{-j90} + V2_1)$$
(III.52)

Du fait du rebouclage, les tensions $V3_2$ et $V2_1$ sont identiques $V3_2 = V2_1$, il en résulte que :

$$V2_1 = V1_1 \cdot e^{-j90} \tag{III.53}$$

Le port 4 du premier coupleur est isolé et la tension sur le port 4 du second coupleur est égale à :

$$V4_{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V1_{2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V3_{1} \cdot e^{j90}$$
$$V4_{2} = V1_{1}$$
(III.54)

Soit :

L'antenne d'émission sera reliée au port 4 du second coupleur et toute la puissance disponible lui sera fournie dans le cas idéal.

iii. Etude en mode réception

Pour simplifier l'étude nous supposons le cas optimal avec un signal d'amplitude V appliqué au port 4 de chaque coupleur et un déphasage de -90° pour le signal appliqué au second coupleur. Les tensions au port 2 du premier coupleur et au port 1 du second s'écrivent :

$$V2_{1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V3_{1} + V.e^{-j90} \right) \tag{III.55}$$

$$V1_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V3_2 \cdot e^{-j90} + Ve^{-j90} \right) \tag{III.56}$$

La tension V31 étant égale à V12 déphasée de 90°, elle s'écrit :

$$V3_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(V3_2 + V) \tag{III.57}$$

Du fait du rebouclage, les tensions V3₂ et V2₁ sont identiques, $V3_2 = V2_1$, on obtient en utilisant les 3 équations précédentes :

$$V3_2 = V + \sqrt{2}. V. e^{-j90} \tag{III.58}$$

On déduit des équations précédentes les tensions de sortie :

$$V2_2 = V. e^{-j90} (11.59)$$

et

$$V1_1 = V. e^{-j90} (11.60)$$

Le récepteur Rx sera relié au port 2 du second coupleur. On note cependant que la même tension se retrouve sur le port 1 du premier coupleur.

Compte tenu de l'étude théorique précédente, plusieurs solutions peuvent être envisagées pour la mise en œuvre.



iv. Mise en œuvre dans un système 2 antennes

Figure 3-62: Schéma de la première solution du duplexeur à coupleurs hybrides 3dB

La première solution permet d'utiliser de façon optimale les propriétés du duplexeur. Elle consiste à utiliser deux antennes reliées chacune au port 4 de chaque coupleur.

En mode émission, seule l'antenne connectée au second coupleur sera alimentée et la puissance émise sera égale à la puissance à l'entrée du duplexeur, pour des coupleurs idéaux. De plus, l'isolation Tx/Rx sera réalisée par le second coupleur hybride. Le système étant adapté on obtient :

$$P_antenne = P_dispo$$
 (III.61)

 En mode réception, chaque antenne fournira un signal au duplexeur par les ports 4 et les signaux résultants se retrouvent en Tx et Rx. Si chaque antenne fournit une puissance P_antenne, dans le cas idéal :

$$P_T x = P_R x = P_antenne \tag{11.62}$$

v. Mise en œuvre dans un système conventionnel

L'étude en mode réception a montré que le même signal devait être appliqué au port 4 de chaque coupleur. Par contre en émission, seul le port 4 du second coupleur est relié à l'antenne. Si en émission les 2 ports 4 sont reliés, le fonctionnement se trouve modifié et l'isolation TxRx n'est plus obtenue.

Une première solution consiste à utiliser un troisième coupleur avec une isolation des ports pour émettre le signal sur l'antenne tout en maintenant la voie 2 du second coupleur isolé. Dans ce cas, le montage obtenu est représenté sur la Figure 3-63 en introduisant un troisième coupleur hybride relié à l'antenne:



Figure 3-63: Schéma du duplexeur utilisant un 3^{ème} coupleur hybride 3dB

En mode émission, le port 2 du second coupleur et le port 4 du premier seront isolés.
La puissance de sortie sera répartie sur l'antenne et la charge soit, pour des coupleurs idéaux :

$$P antenne = P dispo/2$$
(III.63)

En mode réception, le signal sera réparti sur les deux voies 4 des coupleurs 1 et 2.
Comme donné dans l'étude théorique, le signal se retrouvera sur les ports 1 du premier coupleur et 2 du second, d'où

$$P_R x = P_antenne/2 \tag{III.64}$$

Avec cette solution, les pertes en émission et réception sont de 3 dB, avec une isolation parfaite dans le cas idéal. Les performances sont alors équivalentes à l'utilisation d'un coupleur hybride 3dB seul, mais avec une complexité supérieure. Cette architecture permet

cependant davantage de possibilités de réglage, qui pourraient être mises à profit pour améliorer les performances notamment du fait de l'écart entre les fréquences Rx et Tx.

vi. Mise en œuvre dans un système conventionnel en déséquilibrant les coupleurs

La seconde solution consiste à relier les deux ports 4 et à déséquilibrer les coupleurs. Le déséquilibre est obtenu en modifiant la valeur de la capacité entre les sorties 3 et 4 des deux coupleurs. Si le déséquilibre n'est pas réalisé, l'isolation n'est plus maintenue car le même niveau de tension se retrouve sur les ports 4. Ainsi, le déséquilibre permet de modifier les phases entre les sorties des coupleurs et ainsi de retrouver les conditions d'annulation du signal Rx en émission, soit l'isolation TxRx. Cette solution est possible uniquement dans le cas d'une différence de fréquence entre les voies Tx et Rx, comme c'est le cas dans l'application envisagée.



Figure 3-64: Schéma de la solution du duplexeur en déséquilibrant les coupleurs hybrides 3dB

Le comportement du duplexeur ainsi obtenu peut être montré en simulations en utilisant une description simple du circuit, avec dans ce cas un circuit d'adaptation coté Rx uniquement.



Figure 3-65: Schéma du duplexeur à coupleurs hybrides 3dB avec déséquilibre amené par les valeurs des capacités de sortie (entourées en rouge)

Les performances obtenues en paramètres S sont représentées sur la Figure 3-66. On obtient un fort niveau d'isolation et des pertes Tx faibles à la fréquence Tx de 1.97 GHz. Les pertes Rx sont de l'ordre de 2 dB à la fréquence Rx de 2.14GHz. Le réglage du circuit d'adaptation coté Rx est également vérifié.



Figure 3-66: Performances RF du duplexeur à coupleurs hybrides

vii. Conception et simulation avec des déphaseurs idéaux

Compte tenu des résultats obtenus, le principe du duplexeur déséquilibré est retenu pour la conception du duplexeur accordable. Nous conservons dans un premier temps les déphaseurs fixes en élément idéaux. Deux circuits d'adaptation d'impédance sont utilisés, l'un pour l'antenne et le second pour le récepteur Rx. Les coupleurs hybrides utilisés sont accordables comme présenté dans la partie 3 de ce chapitre. Les sources de tension des commandes des commutateurs RF sont également représentées.



Figure 3-67: Schéma de test du duplexeur utilisant des éléments à pertes avec les contrôles de commutateurs RF idéaux

Des simulations en paramètres S, du système conçu en bande 1, 2 et 3, sont présentées sur les trois figures suivantes. Compte tenu des décalages entre les fréquences Tx et Rx, il a été possible de limiter les pertes et d'obtenir des niveaux conformes à nos attentes et ce quelques soient les bandes. L'isolation TxRx est obtenue, facilement reconfigurable; sans pour autant atteindre toujours des niveaux d'isolation très élevés. En effet, des pires cas de l'ordre de -27 dB sont obtenus pour des valeurs de fréquences proches des limites de bande. Des isolations plus importantes de l'ordre de -50 dB sont atteintes mais sur une partie limitée de la bande de fréquence.



Figure 3-68: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 1.



Figure 3-69: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 2.



Figure 3-70: Performances en paramètres S du duplexeur accordé en bande 3.

viii. Simulations avec des déphaseurs réels

Afin de terminer la validation de l'architecture, les déphaseurs idéaux sont remplacés par des réseaux LC. Les déphaseurs doivent introduire des déphasages de +90° et -90° sur une bande de fréquence donnée par le standard, soit les bandes 1, 2 ou3. Pour maintenir le déphasage, des réseaux LC ou CL en T sont utilisés, ils sont représentés sur la Figure 3-71.



Figure 3-71: Architectures des réseaux déphaseurs utilisés

Les déphasages obtenus en ajustant les valeurs des éléments sont représentés sur la

Figure 3-72 et la Figure 3-73 pour la bande 3 de transmission. Pour un fonctionnement sur les autres bandes, il sera possible de modifier les valeurs en introduisant des capacités ajustables par commutation de plusieurs valeurs.



Figure 3-72: Pertes et déphasage obtenus pour le déphaseur 90° réel (tracé bleu) et idéal (tracé rouge)



Figure 3-73: Pertes et déphasage obtenus pour le déphaseur -90° réel (tracé bleu) et idéal (tracé rouge)

Le schéma de simulation est maintenant complété en introduisant les réseaux de déphasage, comme illustré sur la Figure 3-74.



Figure 3-74: Architecture du duplexeur simulé avec les déphaseurs +90° et -90°.

La Figure 3-75 donne les performances pour une sous bande de la bande 3. Les performances sont proches de celles obtenues avec les déphaseurs réels. L'isolation TxRx obtenue est identique avec un minimum de l'ordre de -45 dB. Les pertes augmentent de moins de 0.1 dB en Tx et de 0.2 dB en Rx, du fait des pertes introduites par les réseaux déphaseurs. Les performances obtenues valident le choix de structure proposée.



Figure 3-75: Résultats de simulation du duplexeur avec des déphaseurs réels pour la bande 3

E. Synthèse et conclusion

Nous avons développé et analysé différentes solutions pour la conception d'un duplexeur hors filtre SAW, capable de nous fournir l'isolation TxRx exigée, de faibles pertes de transmission, tout en étant agile en fréquence et intégrable sur un substrat faible coût.

Le problème, tel qu'il est posé, consiste à supprimer ou compenser toute fuite du signal forte puissance TX, issu de l'amplificateur de puissance, vers la voie de réception RX qui est une voie faible signal. Pour ce faire, il convient de pouvoir distinguer séparément les voies montantes et descendantes, à la manière d'un circulateur, de manière à être en mesure d'appliquer les corrections nécessaires qui vont permettre de réaliser l'annulation du signal TX sur la voie RX.

Plusieurs solutions ont été rapportées dans la littérature suivant ce principe: certaines purement actives, utilisant la particularité de certaines topologies d'amplificateur (Amplificateurs distribués) et d'autres utilisant les particularités de composants passifs RF tels que les baluns. Dans l'état actuel des travaux menés sur le sujet, il semble difficile de réaliser directement la fonction duplexeur au niveau du PA : cette fonctionnalité se fera au prix d'une consommation supplémentaire qui sera de l'ordre de grandeur de celle du PA lui-même, ce qui impactera énormément le rendement de l'ensemble. Il est donc impératif d'utiliser des

éléments passifs pour l'émission, capable d'effectuer soit une isolation totale ou soit une isolation partielle, avant d'introduire des éléments actifs au système.

La conception d'un duplexeur utilisant les caractéristiques des baluns peut être intéressante s'il est possible de contrôler indépendamment la phase du signal Tx et celle du signal Rx, tout en limitant les pertes engendrées par les déphaseurs nécessaires. Nous avons montré que cette contrainte de conception peut être réduite, mais elle constitue pour l'instant un blocage dans la conception. En effet, il est nécessaire de contrôler les phases indépendamment en fréquence, avec une précision suffisante pour permettre une recombinaison constructive ou destructive des signaux en mode commun et en mode différentiel, limitant de ce fait l'isolation TxRx ainsi que les pertes de transmission des signaux dans le duplexeur. Sans ce blocage, ce type de duplexeur aurait pu répondre à toutes les spécifications, aussi bien au niveau intégration, que miniaturisation ou coût de fabrication.

La solution retenue est construite autour de coupleurs hybrides 3dB. Un tel coupleur permet de disposer d'une voie isolée qui permet de constituer l'isolation TxRx recherchée.

Dans une première partie nous avons conçu un coupleur hybride accordable, basé sur des éléments localisés. Le choix de la fréquence d'utilisation est fait en choisissant les valeurs de capacités les plus appropriées. La structure comporte alors plusieurs capacités qui sont sélectionnées par des commutateurs. En théorie, des pertes de 3 dB sont attendues à la fréquence centrale. Cependant, compte tenu de l'écart entre les fréquences Tx et Rx, il est possible de les limiter à environ 2.5 dB, avec une isolation de -25 dB, comme montré en simulation avec des composants idéaux.

Pour exploiter davantage le coupleur hybride, une seconde structure utilisant 2 coupleurs est proposée. Une telle structure offre plus de possibilités de réglage qu'un coupleur seul. Une étude théorique a été proposée et a permis d'établir différentes configurations d'utilisation. Le système conçu se révèle très agile et comporte plusieurs avantages en termes d'intégration et de complexité. En utilisant des éléments non idéaux, nous obtenons en simulation des niveaux de pertes de transmission de l'ordre de 2.5 à 3.5 dB avec une isolation d'au moins -30 dB quelle que soit la bande de fréquence retenue.

Du fait de la simplicité et de la compatibilité du système avec la technologie SOI, nous avons opté pour la conception et la réalisation du duplexeur à coupleurs hybrides : sa conception ainsi que ses performances mesurées seront présentées dans la suite.

Dans le chapitre 4, nous allons concevoir et réaliser deux systèmes de duplexeur totalement accordables en se basant sur la topologie du duplexeur à coupleur hybride avec la technologie SOI 0.13 µm.

Références bibliographiques

[32] S. Sundaram, B. Sundaram, P. N. Shastry, «A Novel Tunable Active Duplexer MMIC», Microwave Integrated Circuits Conférence (EuMIC), 2012 7th European, 29-30 Oct. 2012.

[33] Balamurugan Sundaram, Prasad N. Shastry, «A Novel Electronically Tunable Active Duplexer for Wireless Transceiver Applications», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, n° 6, 2006.

[34] S.N. Prasad, Z. M. Li, «wideband, bidirectional distributed amplifiers», 1996 IEEE MTT-S, Optimal design of low crosstalk, International Microwave Symposium Digest, Vol. 2.

[35] Thèse, Audrey Martin, «Etude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium, Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC», Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Limoges, 2007.

[36] S. Tanaka, N. Shimomura, «Active Circulators – The Realization of Circulators using Transistors», proceedings of the IEEE, 1965, Vol. 53, n° 3.

[37] C. H. Chang, Y-T Lo and J-F Kiang, «A 30 GHz Active Quasi-Circulator with Current-Reuse Technique in 0.18um CMOS Technology», IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 20, n° 12, 2010.

[38] A. Gasmi, B. Huyart, E. Bergeault, L. Jallet, «Noise and Power Optimization of a MMIC Quasi-Circulator», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, n° 9, Sept. 1997.

[39] Advanced Design System (ADS) 2016 Documentation.

[40] G. Liming, C. Wenquan, F-H Huang, H-C Chiu, «A high power active circulator using GaN MMIC power amplifiers», Journal of Semiconductors, Vol. 35, No. 11, Nov. 2014.

[41] M. Mikhemar, H. Darabi, A. Abidi, «A Tunable Integrated Duplexer with 50 dB Isolation in 40 nm CMOS», Digest of Technical Papers, IEEE International Solid-State Circuits Conference, March 2009.

[42] Sherif H. Abdelhalem, Prasad S. Gudem, and Lawrence E. Larson, «Hybrid Transformer-Based Tunable Differential, Duplexer in a 90-nm CMOS Process», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, n° 3, Mar. 2013.

[43] Single-Ended and Differential S-parameters, Application note HFAN-5.1.0, Maxim Integrated Products.

[44] Siu K. Cheung, Timothy P. Halloran, William H. Weedon, Craing P. Caldwell, «MMIC-Based Quadrature Hybrid Quasi-Cirdulators for Simultaneous Transmit and Receive», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, n° 3, Mar. 2010.

[45] M. Kasal, «Microwave Solid State Power Amplifier Technology», International Conference on Microwave Techniques (COMITE),
2013.

[46] Liang-Hung Lu, Saeed Mohammadi, George E. Ponchak, Pallab Bhattacharya and Linda P. B. Katehi, « Design and Implementation of Micromachined Lumped Quadrature (90°) Hybrids», The University of Michigan, Ann Arbor, MI 48109-2122, 2001.

Chapitre 4 Conception, réalisation et mesure de duplexeur accordable

A. Introduction au système de duplexeur accordable

Le chapitre précédent a démontré le potentiel de chaque structure de duplexeur intégrable et accordable sous un substrat autre que piézoélectrique. Le duplexeur à coupleur hybride remplit tous les critères d'un duplexeur accordable hors filtre SAW, avec cependant une isolation TxRx qui reste à un niveau modéré. Cependant, il est à noter que plusieurs solutions existent afin d'atteindre le niveau d'isolation requis, à savoir l'utilisation du système d'annulation du signal Tx résiduel par modification de la tension grille-source au niveau du LNA. Ainsi, en combinant les deux solutions, l'architecture du duplexeur accordable sera performante.

Il sera question, dans ce chapitre, de la conception et de la réalisation de deux coupleurs hybrides 3dB accordables en technologie SOI. La première version opèrera sur les bandes 1, 2 et 3, tout en proposant 5 points d'isolation TxRx par bande. La seconde version quant à elle, proposera un fonctionnement sur la bande 1 uniquement, mais proposant 7 points d'isolation TxRx par bande, permettant ainsi d'obtenir des performances améliorées aussi bien en termes d'isolation TxRx que de pertes de transmission. Egalement, 4 supports dits BT, réalisés en résine Bismaleimide Triazine, seront conçus et réalisés; deux supports seront dédiés à l'intégration d'une grande partie du système de duplexeur pour chaque version et les deux autres supports seront dédiés aux mesures sous pointes du coupleur hybride 3dB. Aussi, un PCB (Printed Circuit Board) sera conçu et réalisé afin d'accueillir le système complet de duplexeur, déphaseur et adaptation. Le système complet fera l'objet de plusieurs simulations afin de valider les performances attendues en mesures. Enfin, les deux versions de duplexeur accordable seront testées en mesure sous pointes afin de valider les prototypes réalisés.

B. Conception du module d'isolation TxRx

1. Système A : Duplexeur accordable pour les bandes 1, 2 et 3

Le système duplexeur A que nous proposons sera opérationnel pour les bandes 1, 2 et 3, en ayant des configurations pour 5 sous bandes. Toutes les capacités et les commutateurs RF du coupleur hybride 3dB seront intégrés dans le substrat SOI tandis que les deux inductances seront soudées sur le support BT. Nous rappelons par ailleurs la topologie du coupleur hybride 3dB sur la Figure 4-1. La disposition des substrats ainsi que le montage des puces sont présentés dans la Figure 4-2. De ce fait, l'optimisation du duplexeur accordable se fera en prenant en compte toutes les couches qui seront électriquement vues par le système.



Figure 4-1: Architecture du coupleur hybride 3dB accordable



Figure 4-2: Empilement des différentes technologies utilisées pour la conception du duplexeur accordable

i. Conception des commutateurs RF

Nous commençons par la conception des commutateurs RF. L'étude menée sur le paragraphe 3 suggère les paramètres des commutateurs suivants :

Compte tenu de la puissance qui sera transmise dans le duplexeur, les commutateurs RF se doivent d'avoir une tenue en puissance suffisante. Le niveau de puissance du signal Tx qui sera vu à l'entrée du duplexeur sera de 27 dBm. Ainsi, nous savons que sous 50 ohm:

$$V_{@27dBm} = 7.07 V$$
 (IV.1)

Cette tension est vue pour un ROS=1, donc une adaptation parfaite. Pour un ROS=5, le module du coefficient de réflexion est égal à 0.66, d'où une tension maximale qui peut atteindre :

$$V_{@27dBm \ pour \ TOS=5} = 7.07 + (7.07 * 0.66) = 11.75 \ V \tag{IV.2}$$

Sachant que chaque commutateur RF a une tenue de 2.5V, de ce fait, 5 commutateurs RF en série seront nécessaires afin d'avoir la tenue en puissance du duplexeur à 27 dBm. Nous

présentons ainsi le commutateur RF conçu dans la Figure 4-3. L'architecture du commutateur RF est conçue en utilisant la diode:

- En état ON, celle-ci est bloquée et par le fait le body est flottant et donc la résistance du canal est réduite.
- En étant OFF, la diode polarise le body à la tension la plus basse, assurant la meilleure isolation possible du commutateur RF.

Deux tailles différentes de transistor sont utilisées suivant la valeur de capacité à commuter. Les performances des commutateurs RF implémentés dans le coupleur hybride 3dB, en SOI, sont présentées sur le Tableau 4-1 et le Tableau 4-2. L'étude et le dimensionnement ont été faits en utilisant, dans un premier temps, un modèle simplifié. Lors de la conception proprement dite, le dimensionnement a été affiné et le comportement optimisé en utilisant les modèles du fondeur et en prenant en compte les éléments parasites introduits par le dessin lui-même.



Figure 4-3: Schéma de fonctionnement en commutateur RF du transistor

Dimensionnement des transistors	Perfo sa	ormances d ns extracti	lu commut on des par	ateur RF asites	Performances du commutateur RF avec extraction des parasites résistances et capacités			
	Ron	COFF	Pertes	Рмах	Ron	COFF	Pertes	Рмах
W=45µm								
L=0.28µm	270	11 16 fc	0.25 dp	20 dBm	2540	47.40 fe	0.21 dp	20 dBm
m=16	2.7 \)	41.40 IF	0.25 UB	50 UBIII	5.54 12	47.40 TF	0.51 08	50 UBIII
Nf=17								

	Tableau 4-1: Caractéristiques du	commutateur RF pour	chaque vue, utilisé pour (de faibles valeurs de capacité.
--	----------------------------------	---------------------	----------------------------	---------------------------------

Tableau 4-2: Caractéristiques du commutateur RF pour chaque vue, utilisé pour de grandes valeurs de capacité

Dimensionnement des transistors	Perfo sa	ormances d ns extracti	lu commut on des par	ateur RF asites	Performances du commutateur RF avec extraction des parasites résistances et capacités			
	Ron	COFF	Pertes	Рмах	Ron	COFF	Pertes	Рмах
W=59.6μm								
L=0.28µm	1 020	100 2 fc	0 1 dP	20 dBm	1 40 0	100 0 fc	0 14 dp	20 dBm
m=32	1.0212	100.5 1	0.1 UB	50 UDIII	1.40 \	123.315	0.14 UD	SUUBIII
Nf=25								

ii. Conception et dessin du système

Ainsi, nous présentons la vue Schéma du coupleur hybride conçu sur la Figure 4-4. L'optimisation du coupleur hybride en termes de valeurs de composants a été nécessaire afin d'améliorer les performances du duplexeur pour les bandes 1, 2 et 3 en utilisant les modèles des composants du fondeur ST Microelectronic pour la technologie SOI 0.13 µm. Cette version de duplexeur proposera 5 points de configuration d'isolation TxRx par bande. La vue d'une des capacités accordables est donnée sur la Figure 4-5. 4 capacités en série sont nécessaires afin d'avoir une tenue suffisante en tension de claquage. Egalement, nous avons inséré une résistance de 50 k Ω à la masse entre chaque capacité afin d'évacuer d'éventuelles charges qui pourraient s'accumuler. Notons toutefois que l'on a opté pour une configuration binaire (1/2/4/8/16/32/64) pour les capacités en série avec l'inductance. Ainsi, nous sommes en mesure d'effectuer des corrections si nécessaire afin de décaler les performances du duplexeur. Les inductances seront insérées au niveau du support BT ; nous utiliserons des inductances du fabriquant Murata, type 201, dans notre conception.



Figure 4-4: Structure finale du coupleur hybride 3 dB du système A conçu avec la technologie SOI 0.13 µm.

Les commutateurs RF sont commandés soit en -2.5V, donc état OFF, soit en +2.5V, donc état ON. Nous réutilisons un système de commande des commutateurs déjà réalisé en SOI 0.13 µm et mesuré par ACCO. Ainsi, le système de commande sera implémenté dans le coupleur hybride 3dB. Ce système utilise une liaison SPI qui opère en mode simultané et utilise un bus de 3 fils : SCLK, SDATA, VBAT ainsi qu'une masse dédiée. Le SCLK est le signal de l'horloge. Le SDATA contient les données qui vont servir à commander individuellement chaque commutateur. Le VBAT et le GND sont respectivement la polarisation du circuit et la mise à la masse.

Pour une bonne prédictibilité des performances, une modélisation très exhaustive de la puce et de son environnement est réalisée. Les éléments parasites ramenés suite aux dessins des composants localisés (transistors, résistances, ...) sont modélisés en tant que résistances et/ou capacités puis estimés grâce à l'outil d'extraction « Calibre ». Les effets de type propagation sont modélisés grâce à une simulation électromagnétique. La modélisation ne se limite pas à l'environnement immédiat de la puce mais inclut également son boitier (BT) ainsi que le PCB de référence.



Figure 4-5: Vue hiérarchique d'une des capacités accordables

Nous avons également intégré dans notre circuit un système de protection contre les décharges électrostatiques. La vue symbole du système entier est présentée dans la Figure 4-6 tandis que le dessin du système global est illustré sur la Figure 4-7. La taille de la puce est de 1011x1826 µm².



Figure 4-6: Vue symbole du coupleur hybride 3dB accordable intégrant la partie contrôle et ESD.



Figure 4-7: Dessin du coupleur hybride 3dB accordable sous la technologie SOI intégrant la partie contrôle et ESD

iii. Conception du boitier de la puce en technologie BT

Nous avons procédé à la validation de l'étude du duplexeur avec les interconnexions entre les deux coupleurs hybrides 3dB, considérées parfaites. Comme les distances entre plots de soudure de la puce SOI sont incompatibles avec la technologie PCB standard, la conception d'une interface sur substrat BT est nécessaire. Sur la Figure 4-8, est présentée la topologie simplifiée du duplexeur conçu. Cependant, pour des raisons d'encombrement, nous n'allons pas intégrer les déphaseurs sur BT, mais plutôt sur PCB. Les déphaseurs seront réalisés en réseau en T ou en π .



Figure 4-8: Topologie du duplexeur accordable

Ainsi, nous présentons le support BT accueillant les deux coupleurs hybrides 3dB faits en SOI sur la Figure 4-9. Les entrées et sorties ont été définies de sorte à ne pas avoir de croissement de ligne RF ni de ligne analogique au niveau du PCB. Nous utilisons la technologie BT 4 couches. La taille du support est de 5.8x4.6 μ m². Des capacités externes ont été ajoutées afin d'avoir un levier sur lequel on peut agir afin d'équilibrer, dans un sens ou un autre, les performances du duplexeur accordable. Une simulation EM du support a été faite, en ajoutant le substrat du PCB.



Figure 4-9: Dessin du support conçu avec la technologie BT 4 couches pour le système A

Egalement, pour pouvoir tester les performances du coupleur hybride accordable 3dB, un BT, dédié aux mesures sous pointes, a été conçu (Figure 4-10). Les entrées et sorties analogiques sont placées de sorte à rester compatible avec le BT du système ; un seul PCB sera nécessaire pour pouvoir tester les différentes versions.



Figure 4-10: Dessin du support conçu avec la technologie BT 4 couches pour le test sous pointes du coupleur hybride accordable 3dB A

Nous allons désormais faire les validations finales de la version A du duplexeur.

iv. Résultats de simulation des performances du duplexeur A

Nous effectuons des simulations de validation du duplexeur en paramètres S pour les bandes 1, 2 et 3. Nous utilisons pour cela, le simulateur ADS, mais également l'outil DynamicLink afin de pouvoir importer la netlist des différentes vues constituant le coupleur hybride 3dB à partir

de Cadence. La Figure 4-11 présente le schéma de test du duplexeur, comportant les deux coupleurs hybrides réalisés en SOI, ainsi que le support BT déjà caractérisé qui prend également en compte le substrat du PCB. Nous avons également les déphaseurs +90° et -90° qui ont été réalisés en réseau en T, utilisant les capacités et inductances du fabriquant Murata. En modifiant numériquement les capacités accordables implémentées sous SOI afin d'apporter des corrections aux performances du duplexeur et également les capacités implémentées au niveau du BT, il est possible d'agir sur les déphaseurs afin de recentrer les performances du duplexeur. Ce système est donc totalement contrôlable et permet donc, quel que soit le processus, de pouvoir corriger les performances du duplexeur. Egalement, nous avons souhaité avoir un filtre à l'entrée du duplexeur afin de rejeter le signal Tx à l'harmonique 2. Il s'agit d'un filtre elliptique dont les performances sont présentées dans la Figure 4-12.



Figure 4-11: Schéma de test de la version A du duplexeur accordable.



Figure 4-12: Réponse en fréquence du filtre d'harmonique.

D'un point de vu contrôle numérique, nous commandons parfaitement chaque capacité suivant le registre d'écriture. La Figure 4-13 montre le fonctionnement des commutateurs RF.



Figure 4-13: Simulations des états de chaque commutateur

Les résultats de simulation du duplexeur sont présentés dans les Figure 4-14, Figure 4-15 et Figure 4-16 pour les bandes respectives 1, 2 et 3. Hormis le fait que l'on a des pertes dues au filtre de 0.3 dB, nous avons de très bonnes performances du système sur les 3 bandes. Nous sommes en mesure de proposer une isolation TxRx minimale de 28 dB, pour la bande 1 et 2, et de 25 dB sur la bande 3.

Le duplexeur accordable remplit toutes les exigences en termes d'adaptation, à noter la faible variation du VSWR pour l'antenne et pour le signal Tx. Grâce à cela, ce système peut être compatible avec la 4G, étant donné que nous avons une variation de phase par sous bande de 7°, contre 15° pour le pire cas toléré par 20 MHz. L'atténuation du duplexeur pour les composantes harmoniques est naturellement réalisée et suffisante à l'harmonique 3, tandis qu'à certaines bandes, l'atténuation pour l'harmonique 2 n'est pas suffisante. L'atténuation de l'harmonique 2 est uniquement due au filtre ajouté. Il serait possible d'améliorer les performances du filtre en question, mais certainement en augmentant la complexité.

Les performances du duplexeur sont très satisfaisantes comme le montre le tableau récapitulatif présenté ci-dessous. Nous allons maintenant faire la conception d'un second système de duplexeur, fonctionnant uniquement en bande 1 mais proposant de meilleures performances que la version A sur cette bande.



Figure 4-15: Performances du duplexeur accordable pour la bande 2



Figure 4-16: Performances du duplexeur accordable pour la bande 3



Tableau 4-3: Résumé des performances du duplexeur accordable A.

2. Système B : Duplexeur accordable pour la bande 1

i. Conception et dessin du système

Pour cette version, nous proposons d'optimiser le fonctionnement du duplexeur pour une seule bande afin de proposer de meilleures performances aussi bien en termes d'isolation

TxRx qu'en pertes de transmission. Notre choix se porte sur la bande 1. Ainsi, comme les valeurs des capacités seront faibles, nous optons pour les caractéristiques du commutateur RF données par le tableau ci-dessous; même commutateur implémenté pour certaines valeurs de capacités à commuter pour la version du système A.

Dimensionnement des transistors	Perfor	nance du c extraction	ommutate des parasi	eur RF sans ites	Performance du commutateur RF avec extraction des parasites résistances et capacités			
Ron	COFF	Pertes	Рмах	Ron	COFF	Pertes	Рмах	
W=45µm								
L=0.28µm	270	11 16 fE	0.25 dp	20 dBm	2540	47.40 fe	0 21 dp	20 dBm
m=16	2.7 32	41.40 IF	0.25 UB	50 UBIII	5.54 12	47.40 IF	0.51 08	50 UBIII
Nf=17								

Tableau 4-4: Caractéristiques du commutateur RF choisi pour chaque vue.

La vue Schéma du coupleur hybride 3dB de la version B du duplexeur est présentée dans la Figure 4-17. La structure du coupleur hybride 3dB reste en accord avec la version A, si ce n'est que son fonctionnement est optimisé pour la bande 1. Nous utilisons la même partie analogique et numérique que la version A ; seul le registre change. En effet, nous avons moins de commutateurs RF à commuter. Un système de protection contre les décharges électrostatiques a été intégré également dans le système. Le dessin du système B du duplexeur est illustré sur la Figure 4-18. La taille de la puce reste identique à celle de la version A de duplexeur.



Figure 4-17: Schéma du coupleur hybride 3dB accordable de la version B.



Figure 4-18: Dessin de la version B du coupleur hybride 3dB accordable incluant la partie contrôle et l'ESD.

ii. Conception du support en technologie BT

Comme pour la version A, nous proposons d'intégrer une grande majorité du système dans le support BT, comme il est montré sur la Figure 4-19. Des capacités externes sont présentes afin de corriger le système en cas de besoin. De plus, toutes les lignes RF sont dessinées de sorte à présenter une impédance proche de 50 Ω . Une version du BT, accueillant seulement le coupleur hybride accordable 3dB, a également été conçue pour des tests sous pointes (Figure 4-20). La disposition des entrées/sorties est identique à la version A afin de ne concevoir qu'un seul PCB pour les deux versions.



Figure 4-19: Support conçu en technologie BT 4 couches du duplexeur accordable B.



Figure 4-20: Dessin du support conçu avec la technologie BT 4 couches pour le test sous pointes du coupleur hybride accordable 3dB

iii. Résultats de simulation des performances du duplexeur B

Nous présentons le schéma de test du système de duplexeur dans la Figure 4-21. Nous utilisons l'outil ADS ainsi que DynamicLink et importons les différentes vues du coupleur hybride depuis Cadence afin de le simuler dans l'environnement d'ADS. De la même manière, nous avons ajouté un filtre elliptique de rejection du signal Tx à l'harmonique 2 qui possède les mêmes caractéristiques que celui de la version A. Toutes les capacités et inductances utilisées sont celles du fabriquant Murata en modèle 201



Figure 4-21: Schéma de test du duplexeur accordable version B

Nous commandons parfaitement tous les commutateurs RF suivant le registre sur lequel on écrit. Sur la Figure 4-22 l'état de chaque commutateur est tracé afin de tester les commandes.



Figure 4-22: Fonctionnalité de chaque commutateur RF de la version B du coupleur hybride 3dB

Les performances du système de duplexeur B sont présentées ci-dessous. Nous obtenons de très bons résultats, aussi bien en termes de pertes de transmission de signal, qui n'excèdent pas 3.3 dB, qu'en termes d'isolation TxRx avec un minimum de 35 dB. L'adaptation pour chaque port du duplexeur est conforme aux spécifications exigées. Tout comme la version A, un travail ultérieur sera fait afin d'améliorer l'atténuation pour l'harmonique 2 du duplexeur, même si cela n'est pas une priorité. Un résumé des performances du duplexeur est présenté dans le Tableau 4-5.



Figure 4-23: Performances du duplexeur accordable sur la bande 1

	-		B1: Tx (1,92-1,98	8	-		
	p.	aramètre	Min	Max	Unité	1	
		Perte Tx	-3	-3,2	dB		
		Perte Rx	-3,1	-3,3	dB		
	Isol	ation Tx/Rx	-34	-60	dB		
	1	/SWR Tx	1,3	1,5			
		/SWR Rx	1,2	1,7			
	VSV	VR Antenne	1,1	1,5			
	Tx	<=> Rx	Tx <	=> Ant	Ant <=>	Rx	
Parameter	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Un
Attenuation H2	-30	-36	-35	-42	-15	-18	dF
Attenuation H2	22	26	20	- 22	27	.91	inf.

Tableau 4-5: Résumé des performances du duplexeur accordable version B.

3. Conception du PCB

Le support BT permet de réaliser toutes les interconnexions entre les deux coupleurs hybrides et permet également le montage de composants type 201 afin de pouvoir régler des paramètres du duplexeur si besoins. Un PCB dédié pour les deux versions de duplexeur est réalisé afin d'accueillir les déphaseurs ainsi que le filtre Tx et l'adaptation pour chaque port comme il est illustré sur la Figure 4-24 et la Figure 4-25. Il pourra accueillir non seulement le système de duplexeur au complet, mais également la version sous pointes des BTs, faite pour la caractérisation du coupleur hybride 3dB seul.



Figure 4-25: Schéma du PCB conçu sur le logiciel ALLEGRO

Le logiciel ALLEGRO est utilisé pour la conception du PCB. La largeur des lignes dessinées sur PCB est calculée de sorte à obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms. Le dessin du PCB est présenté dans la Figure 4-26 où le système de duplexeur au complet est présent. Nous utiliserons des connecteurs SMA-LTI pour connecter les analyseurs de réseaux vectoriel au PCB afin de caractériser le duplexeur. Un connecteur pico vertical est utilisé pour polariser le système (P2) tandis qu'un connecteur pico horizontal est utilisé pour piloter le duplexeur suivant les bandes de fréquences de travail (P1).



Figure 4-26: Dessin du PCB accueillant le duplexeur à coupleurs hybrides

C. Mesures des coupleurs et des duplexeurs

Les caractérisations des deux versions de duplexeurs seront faites grâce à l'analyseur de réseau vectoriel 4 ports. Dans un premier temps, des mesures sous pointes du coupleur hybride seront faites avant d'effectuer des mesures du système complet.

1. Mesures sous pointes du coupleur hybride 3dB

Une photo du coupleur hybride 3dB de la version A, soudé sur BT et monté sur PCB est montrée sur la Figure 4-27. Le but de cette mesure sous pointe est de caractériser le coupleur hybride 3dB seul dans un premier temps. Les fichiers de paramètres S extraits de cette caractérisation seront utilisés dans la simulation du système complet afin de recentrer les
performances. Les mesures des configurations, pour toutes les bandes de fréquences du coupleur hybride 3dB, sont réalisées.



Figure 4-27: Photographie du duplexeur réalisé : Version A test sous pointes

Côté simulation, un schéma de test est réalisé sur le logiciel ADS KEISIGHT afin de reproduire les mesures sous pointes du dispositif comme présenté sur la Figure 4-28. Les capacités commutées sont toutes fonctionnelles et sont commandées en écrivant dans les registres.



Figure 4-28: Schéma de test du duplexeur A : version sous pointes.

Les comparaisons entre résultats de simulations et de mesures sont montrées ci-dessous. Nous parvenons à prévoir correctement le comportement du coupleur hybride 3dB, aussi bien en termes d'amplitude que de phase, ceci quelle que soit la bande de fréquence utilisée. Les données de mesures seront utilisées dans la simulation afin de prédire les performances du système de duplexeur complet.



Figure 4-29: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en phase sur la bande 1: Mesures (bleu) Simulations (Rose)



Figure 4-30: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 1: Mesures (bleu) Simulations (Rose)



Figure 4-32: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 2: Mesures (bleu) Simulations (Rose)



Figure 4-33: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en phase sur la bande 3: Mesures (bleu) Simulations (Rose)



Figure 4-34: Performances du coupleur hybride 3dB accordable en amplitude sur la bande 3: Mesures (bleu) Simulations (Rose)

		Por	ado 1	Por	udo 2	Pap	do 2	
		Dai	ide 1	bai	ide z	ban	ue 5	
	Paramètre	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Unité
	Voie directe @f⊺x	-92,9	-96,2	-89,6	-91,6	-91,3	-94,5	۰
Phase	Voie couplée @fRx	1,2	1,5	2,8	3,6	1,1	0,5	۰
	Voie isolée @ fTx	-18	-12	-16,3	-15,3	-13,3	-8,2	۰
	Voie directe @f⊤x	3,6	3,6	4	4	4,1	4	dB
Amplitude	Voie couplée @fRx	4	4,2	4,3	4,6	4,3	4,3	dB
	Voie isolée @ fīx	-19,2	-19,7	-17	-17	-16,7	-17,6	dB

Tableau 4-6: Performances du coupleur hybride 3dB de la version A

2. Mesures du duplexeur à coupleurs hybrides : Version A

La vue de la version complète du système A de duplexeur, soudé sur BT et monté sur PCB est présentée sur la Figure 4-35. Nous utilisons les composants AVX pour les capacités et Murata pour les inductances. La simulation électromagnétique du PCB avec le BT et SOI a été réalisée sur ADS Momentum afin d'améliorer la précision des performances.

Les résultats de simulations et de mesures sont assez proches (Figure 4-36). Quelques écarts sur la valeur de l'isolation TxRx sont remarquées entre les simulations et les mesures ; des optimisations sur les capacités commutées ont permis d'améliorer le niveau de l'isolation côté mesure. Les performances obtenues pour les bandes 1 et 2 sont correctes (Figure 4-37 et Figure 4-38), avec des niveaux d'isolation atteints de 28 dB au minimum, allant jusqu'à 60 dB. Cependant, les niveaux d'isolation TxRx pour la bande 3 sont insuffisants comme on peut le constater dans la Figure 4-39 ; la valeur de la capacité encadrée en rouge dans la Figure 4-40 ne pouvant décroitre davantage, il nous est impossible d'améliorer davantage le niveau de l'isolation dans la bande 3. Par ailleurs, les niveaux de pertes, aussi bien pour la voie Tx que la voie Rx, sont en accord avec les simulations. Dans l'ensemble, les résultats permettent de vérifier les spécifications fixées.



Figure 4-35: Photographie du duplexeur réalisé : Version A système



Figure 4-36: Performances du duplexeur sur la bande 1 pour une configuration de sous bande donnée: Mesures (bleu) Simulations (Rouge)



Figure 4-37: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 1



Figure 4-40: Capacité responsable de la faible isolation TxRx atteinte pour la bande 3 du duplexeur

Un récapitulatif des performances de la version A du duplexeur, obtenues en simulations et en mesures, est présenté dans le tableau ci-dessous.

Tableau 4-7: Performances attendues de la version A du duplexeur

Performances attendues

	B3: Tx (1,71-1,785) GH	iz Rx (1,805-1,88) GHz	82 : Tx (1,85-1,91) GH	z Rx (1,93-1,99) GHz	81: Tx (1,92-1,98) G	tz Rx (2,11-2,17) GHz	
Parameter	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Unit
Pertes Tx	-3,5	-3,6	-3,7	-4	-4	-4,5	dB
Pertes Rx	-3,9	-5,1	-3,8	-4,5	-2,9	-3,1	dB
Isolation Tx/Rx	25	60	28	60	28	60	dB
VSWR: Tx	1,4	1,6	1,1	1,3	1,2	1,3	
VSWR: Rx	1,6	1,9	1,4	1,5	1,3	1,8	
VSWR: Ant	11	1.2	11	1.2	1.1	12	

Tableau 4-8: Performances mesurées de la version A du duplexeur

Performances mesurées

	83: Tx (1,71-1,785) GF	83: Tx (1,71-1,785) GHz Rx (1,805-1,88) GHz		82 : Tx (1,85-1,91) GHz Rx (1,93-1,99) GHz		81: Tx (1,92-1,98) GHz Rx (2,11-2,17) GHz	
Parameter	Min	Max	Min	Max	Min	Мах	Unit
Pertes Tx	-4,1	-4,5	-4,1	-4,3	-4,3	-5	dB
Pertes Rx	-4	-5,2	-4,1	-4,7	-3,4	-3,7	dB
Isolation Tx/Rx	18	31	29	50	28	55	dB
VSWR: Tx	1,5	1,8	1,2	1,4	1,2	1,4	1000
VSWR: Rx	1,4	1,5	1,1	1,5	1,6	2	
VSWR: Ant	1.1	1.3	1.1	1.3	1.1	1.7	

3. Mesures du duplexeur à coupleurs hybrides : Version B

Toujours dans le but de mieux prédire le comportement du système, une simulation électromagnétique du système au complet, à savoir le SOI, BT et PCB a été réalisée. Une photo du montage du duplexeur en coupleur hybride de la version B est présentée dans la Figure 4-41.



Figure 4-41: Photographie du duplexeur réalisé : Version B système

Une caractérisation en paramètres S du système de duplexeur est réalisée afin de comparer les résultats de simulations aux mesures (Figure 4-42) mais également d'évaluer les performances du duplexeur pour toute la bande (Figure 4-43). Le système effectue la réjection comme attendu avec des niveaux de pertes réduits. Ainsi, un niveau de 30 dB de rejection est maintenu tout en ayant des niveaux de pertes autour de 3.5 dB côté Tx et 3.3 dB côté Rx. Les performances obtenues du duplexeur sont conformes à nos attentes. Un récapitulatif des performances de la version B du duplexeur est présenté dans le Tableau 4-9 et le Tableau 4-10.



Figure 4-42: Performances du duplexeur sur la bande 1 pour une configuration de sous bande donnée: Mesures (bleu) Simulations (Rouge)



Figure 4-43: Performances mesurées du duplexeur sur toute la bande 1

	Fenomalice	es allendues	
	B1: Tx (1,92-1,98) GI	Hz Rx (2,11-2,17) GHz	
Paramètre	Min	Max	Unité
Pertes Tx	-3	-3,2	dB
Pertes Rx	-3,1	-3,3	dB
Isolation Tx/Rx	-34	-60	dB
VSWR: Tx	1,3	1,5	
VSWR: Rx	1,2	1,7	
VSWR: Ant	1.1	1.5	

Tableau 4-9: Performances attendues de la version B du duplexeur

Porformancos attanduos

Tableau 4-10: Performances mesurées de la version B du duplexeur

	B1: Tx (1,92-1,98) GHz Rx (2,11-2,17) GHz		
Paramètre	Min	Max	Unité
Pertes Tx	-3,3	-3,7	dB
Pertes Rx	-3,2	-3,4	dB
Isolation Tx/Rx	30	65	dB
VSWR: Tx	1,2	1,3	
VSWR: Rx	1,3	1,7	
VSWR: Ant	1,1	1,5	

Performances mesurées

D. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de simulations et mesures du coupleur hybride 3dB et des deux versions de duplexeur à coupleur hybride. Les résultats de mesures du coupleur hybride 3dB accordable sont en total accord avec les simulations, aussi bien pour l'amplitude que pour la phase des signaux émis pour les 4 ports du coupleur.

Nous avons ensuite comparé les résultats de simulations et de mesures du système, pour toutes les bandes de fréquence et pour chaque version de duplexeur. Les performances attendues par le système sont en accord avec nos attentes ; la faible isolation constatée pour la bande 3 de la version A du duplexeur peut être facilement corrigée en modifiant la valeur de la capacité indiquée sur la Figure 4-40. Les niveaux de pertes, aussi bien pour la voie Tx-Antenne que la voie Antenne-Rx, sont très satisfaisants pour un duplexeur accordable.

La version A du duplexeur est en mesure de fournir une isolation TxRx de 28 dB sur les bandes 1 et 2, tout en assurant des niveaux de pertes de l'ordre de 4.5 dB côté Tx et de 4 dB côté Rx.

La version B quant à elle, assure une isolation TxRx de 30 dB sur la bande 1, avec des niveaux de pertes Tx de 3.5 dB et des niveaux de pertes Rx de 3.3 dB. Pour les deux versions de duplexeur, l'adaptation de chaque port RF est bien en dessous du seuil autorisé. Par conséquent, en utilisant la technologie SOI, en intégrant les éléments du déphaseur et

d'adaptation dans le BT, ce système pourrait trouver sa place dans un dispositif émetteur récepteur RF de nouvelle génération.

De plus, la mise en place d'un étage d'entrée approprié du LNA, comme présenté au chapitre 2, pourrait permettre de renforcer l'intérêt des structures proposées.

Conclusion générale

Au cours du développement de la téléphonie mobile, plusieurs standards ont été définis et sont utilisés actuellement. Ils se définissent par des bandes de fréquences et des modulations différentes. Chaque circuit constituant la chaine d'émetteur-récepteur opère pour un standard donné. Avec la forte demande en hauts débits, il en a résulté le développement de plusieurs nouveaux standards et modes de fonctionnement : ainsi, avec le développement de la 5G, de nouvelles bandes de fréquence vont faire leur apparition entre 700MHz et 6GHz. Il en résulte l'utilisation de nombreux circuits, dédiés à un standard et donc à une bande de fréquence, des difficultés d'intégration de ces différents circuits et des problèmes de cout. Du fait de la diversité attendue des standards et de la gamme de fréquence qui sera adressée, il est hautement souhaitable de disposer de solutions suffisamment génériques qui pourront être mises en œuvre quel que soit le cas. De plus cette reconfiguration ou agilité des circuits devrait permettre une modification dynamique du fonctionnement pour palier à une baisse des performances liée par exemple à l'environnement du circuit ou du téléphone.

Une étude présentée dans le premier chapitre a permis de montrer que la réalisation d'une charge adaptative peut être une solution intéressante pour modifier la charge présentée à l'amplificateur de puissance d'émission. En effet, compte tenu des variations d'impédance de l'antenne, liées à la diversité des fréquences et aux conditions de mise en œuvre, des variations des performances de l'amplificateur sont obtenues. La mise en place d'un tuner d'antenne adaptatif permet de maintenir les performances à des niveaux élevés.

Au sein du système d'émetteur-récepteur, le duplexeur permet d'éviter les interférences entre un signal émis par le téléphone mobile et un signal reçu par celui-ci. Ce dispositif est conçu sur du matériau piézoélectrique, qui ne permet pas d'obtenir un filtre agile en fonction de la fréquence. Dans ce contexte, il nous est apparu intéressant de rechercher une nouvelle architecture de duplexeur, permettant une réalisation intégrée et un fonctionnement agile. Les travaux de recherches présentés dans ce mémoire ont donc consisté à rechercher et étudier les différentes solutions de conception de duplexeurs.

Les simulations pour différentes bandes de fréquence ont montré les contraintes de conception que doit respecter le duplexeur. Compte tenu des niveaux d'émission, il apparait une forte contrainte d'isolation TxRx, soit l'isolation du récepteur lorsque le signal d'émission est envoyé à l'antenne. Ainsi, dans le second chapitre, il a été proposé un état de l'art des systèmes mis en œuvre pour réduire le signal d'émission Tx sur le récepteur. Des solutions possibles utilisent des modifications complexes du récepteur en rajoutant dans certains cas des transpositions en fréquence des signaux. Pour l'application visée, nous avons recherché des solutions au niveau de l'étage d'entrée de l'amplificateur faible bruit, utilisant le signal Tx à émettre. Elles ont été évaluées en simulation sur un montage différentiel.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude d'architectures de duplexeurs actifs et passifs. Plusieurs architectures de duplexeur ont été retenues en se basant sur des études récentes menées dans différentes équipes de recherche. Nous avons proposé des évaluations de ces architectures et également des améliorations pour les rendre intégrables et reconfigurables. Les architectures de duplexeur à éléments actifs n'ont pas été retenues compte tenu des niveaux de puissance d'émission en jeu qui entrainent des consommations électriques élevées et des comportements non-linéaires. Parmi toutes les solutions à coupleurs passifs étudiées, le duplexeur à coupleur hybride 3dB est une solution permettant d'obtenir des performances attractives.

Le dernier chapitre présente la conception, la réalisation et le test de coupleurs hybrides et duplexeurs. Les performances RF du duplexeur peuvent être ajustées en fonction de la bande de fréquence désirée grâce aux capacités commutées. Le circuit a été implémenté en utilisant la technologie SOI 0.13 µm de ST Microelectronics et mesuré avec un boitier BT soudé sur un support de test PCB. Concernant la première version du duplexeur, les niveaux de pertes Tx avoisinent les 4.4 dB côté Tx et 4.3 dB côté Rx suivant les bandes de fréquence choisies, tout en assurant un niveau d'isolation de 28 dB au minimum, excepté pour la bande 3 où le jeu de capacités du coupleur hybride restait insuffisant. La deuxième version du duplexeur présente quant à lui des pertes Tx avoisinant 3.5 dB et pertes Rx avoisinant 3.3 dB tout en assurant un niveau d'isolation de 30 dB au minimum.

Les études et performances obtenues ouvrent des perspectives à notre travail de recherche.

Dans le premier chapitre nous avons montré qu'il est possible d'utiliser un tuner d'antenne pour rattraper des désadaptations en sortie de l'amplificateur. Une difficulté à laquelle nous avons été confrontée est de pouvoir contrôler dynamiquement l'impédance présentée. En effet, les paramètres observables sont limités (mesures de U et/ou I) et l'optimisation des valeurs des éléments passifs est délicate. Un travail de recherche est encore nécessaire pour arriver à proposer une solution adaptative implémentable.

Lors de l'étude des différentes architectures de duplexeur, il a été montré la possibilité d'utiliser des duplexeurs à éléments actifs. D'après nos études, ce type de duplexeur ne présente un intérêt que s'ils intègrent l'amplificateur de puissance ou plus précisément son dernier étage. On peut ainsi bénéficier de l'unilatéralité des transistors de cet étage pour isoler l'amplificateur à la réception. La mise au point d'une telle architecture constitue une perspective intéressante et très innovante.

Concernant le duplexeur réalisé, en premier lieu, il est possible d'améliorer encore les mesures obtenues en choisissant des valeurs plus appropriées des capacités à implémenter en fonction des bandes de fréquences à couvrir. Il est également possible de miniaturiser davantage en intégrant le déphaseur et réseau d'adaptation de chaque port. Il serait alors possible d'utiliser les commutateurs pour adapter également ces éléments et ainsi améliorer davantage le niveau d'agilité du système.

Dans le cas où ces perspectives de recherche s'avèreraient fructueuses, ce type de duplexeur pourrait permettre d'apporter une réponse à faible coût, avec une occupation minimale et ainsi prendre place dans la nouvelle génération de dispositifs émetteur-récepteur RF.