THÈSE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS
École nationale supérieure d'ingénieurs (Poitiers)
Laboratoire d'informatique et d'automatique pour les systèmes - LIAS (Poitiers)
(Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

École doctorale : Sciences et ingénierie pour l'information, mathématiques - S2IM (Poitiers)
Secteur de recherche : Electronique, microélectronique et nanoélectronique

Cotutelle : Université de Sfax (Tunisie)

Présentée par :
Dorra Mellouli Moalla

Étude comportementale et conception d'un réseau d'oscillateurs couplés intégré en technologie silicium appliqué à la commande d'un réseau d'antennes linéaire

Directeur(s) de Thèse :
Jean-Marie Paillot, David Cordeau, Mourad Loulou, Hassène Mnif

Soutenue le 19 décembre 2013 devant le jury

Jury :

Président	**Kamel Besbes**	Professeur, Université de Monastir, Tunisie
Rapporteur	**Daniel Pasquet**	Professeur des Universités, ENSEA de Cergy-Pontoise
Rapporteur	**Noureddine Boulejfen**	Maître de conférences, ISSAT de Kairouan, Tunisie
Membre	**Jean-Marie Paillot**	Professeur des Universités, Université de Poitiers
Membre	**David Cordeau**	Maître de conférences, Université de Poitiers
Membre	**Mourad Loulou**	Professeur, École nationale d'ingénieurs de Sfax, Tunisie
Membre	**Hassène Mnif**	Maître de conférences, ISECS de Sfax, Tunisie
Membre	**Mohammed Ismail Elnaggar**	Professor, Khalifa University, Abu Dhabi UAE

Pour citer cette thèse :
Dorra Mellouli Moalla. *Étude comportementale et conception d'un réseau d'oscillateurs couplés intégré en technologie silicium appliqué à la commande d'un réseau d'antennes linéaire* [En ligne]. Thèse Electronique, microélectronique et nanoélectronique. Poitiers : Université de Poitiers, 2013. Disponible sur Internet <http://theses.univ-poitiers.fr>

THESE

en cotutelle
Pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS
(ECOLE SUPERIEURE d'INGENIEURS de POITIERS)
(Diplôme National - Arrêté du 7 août 2006)

Ecole Doctorale : Sciences et Ingénierie pour l'Information

et de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE SFAX
(ÉCOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE SFAX)

Secteur de Recherche : ELECTRONIQUE, MICROELECTRONIQUE ET NANOELECTRONIQUE

Présentée par :

Dorra MELLOULI MOALLA

****

ÉTUDE COMPORTEMENTALE ET CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'OSCILLATEURS COUPLÉS INTÉGRÉ EN TECHNOLOGIE SILICIUM APPLIQUÉ À LA COMMANDE D'UN RÉSEAU D'ANTENNES LINÉAIRE.

****

Directeurs de Thèse : **Jean-Marie PAILLOT, Mourad LOULOU**
Co-directeur de Thèse : **David CORDEAU, Hassene MNIF**

****
Soutenue le 19 Décembre 2013

devant la Commission d'Examen
****

JURY

Rapporteurs :

Daniel PASQUET	Professeur à l'ENSEA de Cergy-Pontoise
Noureddine BOULEJFEN	Maître de conférences à l'ISSAT de Kairouan

Examinateurs :

Kamel BESBES	Professeur à la Faculté des Sciences de Monastir
Mohammed ISMAIL	Professeur à Khalifa University, Sharjah, UAE
Jean-Marie PAILLOT	Professeur à l'Université de Poitiers
David CORDEAU	Maître de conférences à l'Université de Poitiers
Mourad LOULOU	Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax
Hassene MNIF	Maître de conférences à l'ISECS

Remerciements

Les travaux de recherche qui sont l'objet de ce mémoire sont le résultat d'une co-tutelle entre le laboratoire LETI de l'université de sfax et le laboratoire LAII de l'université de Poitiers. Ils ont été encadrés par Monsieur le Professeur Mourad Loulou, assisté de Monsieur le Maître de Conférence Hassene Mnif ainsi que par Monsieur le Professeur Jean Marie Paillot, assisté de Monsieur le Maître de Conférence David Cordeau. A ce propos, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude envers Monsieur Nouri MASMOUDI, Professeur à L'ENIS, Directeur du Laboratoire LETI et Monsieur Gérard CHAMPENOIS, Professeur à l'Université de Poitiers et directeur du LAII, pour m'avoir accueilli dans ces laboratoire.

Bien évidemment, je remercie Monsieur Mourad LOULOU, Professeur à l'ENIS, pour m'avoir accepté de diriger ma thèse. Je le remercie aussi pour son suivi attentif, ses conseils et les discussions enrichissantes. Je lui suis reconnaissant pour tous les moyens qu'il a bien voulu mettre à ma disposition pour mener à bien dans d'excellentes conditions mes travaux de recherche au sein de son groupe de recherche d'Electronique et de Communication (ELECOM).

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Marie PAILLOT, Professeur à l'Université de Poitiers, d'avoir bien assuré l'encadrement de mes travaux et pour le soutien inconditionnel qu'il m'a accordé pendant cette thèse.

Je remercie également Monsieur David Cordeau pour m'avoir fait profiter de ses connaissances sur le sujet. Son soutien et sa compétence m'ont permis de démarrer rapidement les recherches et ses idées parfois surprenantes et à contre-courant m'ont permis d'élargir mes réflexions au-delà de ce qui semble être « raisonnable » et admis.

Mes remerciements s'adressent ainsi à Monsieur Hassène MNIF pour l'intérêt qu'il m'a porté à mon travail, ses conseils avertis, ses encouragements illimités, ses remarques et ses conseils utiles pour la réussite de ce projet ont été très bénéfiques pour ma formation.

Je remercie Monsieur Kamel BESBES, professeur à Faculté des Sciences de Monastir pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Daniel PASQUET, Professeur à l'ENSEA de Cergy-Pontoise, et Monsieur Noureddine BOULEJFEN, Maitre de conférences à l'ISSAT de Kairouan pour avoir accepté de juger ce travail et assurer la tâche de rapporteurs.

Je tiens également à remercier Monsieur Mohammed ISMAIL, Professeur à Khalifa University, Sharjah, UAE pour l'intérêt qu'il porte à notre travail en acceptant d'examiner avec sa rigueur scientifique nos contributions de recherche.

Un grand merci à nos techniciens Sébastien Soubie pour sa gentillesse, son aide et sa disponibilité pour la mise à jour du design kit de la technologie disponible sur « cadence », et Olivier Negro pour l'aide précieuse qu'il m'avait apportée pour la réalisation des cartes de test.

Un grand merci à mes chers parents, mes chers sœurs et mon mari qui, malgré parfois la distance qui nous sépare, m'ont toujours soutenu pour mener à bien cette thèse. Sans votre amour inconditionnel, je ne serais pas arrivée là où je suis aujourd'hui même si le chemin à parcourir est encore très long.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui ont contribué à ces travaux, collègues du groupe "**ELECOM**" que j'ai eu le plaisir de travailler avec eux. J'exprime toute ma gratitude à mes amies qui ont partagé les moments de difficultés et de joies. Un grand merci aux collègues du laboratoire LETI et du l'IUT d'Angoulême. Merci également à toutes les personnes ayant assisté à ma soutenance, il est bon de se sentir épauler dans ces moments-là. Et bon courage à ceux qui soutiennent bientôt leurs thèses.

A mes parents,

A mes beaux parents,

A mon mari Nizar

Table des matières

Remerciements i
Dédicaces iii
Sommaire iv
Liste des Figures vii
Liste des Tableaux x
Introduction générale 1

Chapitre1: CONSIDERATIONS GÉNÉRALES SUR LES ANTENNES RESEAUX

1.1 Introduction 6
1.2 Notions de base sur les antennes 7
1.2.1 Le diagramme de rayonnement 8
1.2.1.1 Directivité 10
1.2.1.2 Ouverture angulaire 11
1.2.1.3 Les lobes et nuls 11
1.2.2 Le gain 12
1.3 Les antennes réseaux 13
1.3.1Principe 13
1.3.2 Réseau linéaire uniforme 15
1.4 Synthèse du diagramme de rayonnement 17
1.5 Contrôle du diagramme de rayonnement en utilisant des oscillateurs couplés 22
1.6 Avantages et applications des systèmes à antennes réseaux 23
1.7 Etude des oscillateurs 28
1.7.1Principe des oscillateurs 29
1.7.2 Les oscillateurs à résonateur LC 31
1.7.3 Bruit 34
1.7.3.1 Bruit dans les semi conducteurs 34
1.7.3.1.1 Sources de bruit 34
1.7.3.1.1.1 Bruit de diffusion 34

1.7.3.1.1.2 Bruit en excès 34
1.7.3.1.1.3 Bruit de jonction entre deux semi-conducteurs 35
1.7.3.2 Le bruit de phase dans les oscillateurs 36
1.7.3.3 Modèles de calcul de bruit de phase 38
1.7.3.3.1 Modèle de Leeson 38
1.7.3.3.2 Modèle de Hajimiri 39
1.7.4 Facteur de mérite 43
1.8 Conclusion 43

Chapitre 2: ETUDE, CONCEPTION, OPTIMISATION ET IMPLEMENTATION D'O.C.T A 6 GHZ EN TECHNOLOGIE BICMOS 0.25 µM

2.1 Introduction 46
2.2 *Conception d'un O.C.T* différentiel à 6 GHz 47
2.2.1 Technologie *BICMOS SiGe 0.25µm* 47
2.2.2 Conception des composants passifs 48
2.2.2.1 Les éléments inductifs 49
2.2.2.2 Les composants Varactors 55
2.2.2.2.1 Diode varactor P+/N 55
2.2.2.2.2 Varactors MOS 57
2.2.2.2.3 Choix du varactor 59
2.2.3. *Conception, optimisation et réalisation d'un O.C.T. différentiel à 6GHz* 61
2.2.3.1 Topologie choisie 62
2.2.3.2 *Approche d'optimisation de l'O.C.T.* 65
2.2.3.2.1 Détermination du modèle de l'O.C.T. 66
2.2.3.2.1.1 Modèle du varactor 67
2.2.3.2.1.2 Modèle de l'inductance 67
2.2.3.2.1.3 Modèle du transistor 67
2.2.3.2.1.4 Modèle équivalent de l'O.C.T 68
2.2.3.2.2 Détermination de la condition de polarisation et prédiction du bruit de phase 70
2.2.3.2.3 Méthode d'optimisation graphique 72
2.2.3.2.4 Mise en équations des contraintes de conception de l'O.C.T 72
2.2.4 Implémentation et résultats de mesure 77
2.2.4.1 Implémentation *de l'O.C.T différentiel à 6 GHz* 77

2.2.4.2 Résultats de mesure et comparaison avec la simulation post-layout 80
2.3 Conclusion 87
CHAPITRE 3: ETUDE, CONCEPTION ET REALISATION D'UN RESEAU D'OSCILLATEURS DIFFERENTIELS COUPLES
3.1 Introduction 89
3.2 Théorie des oscillateurs couplés 90
3.2.1 Dérivation des équations dynamiques pour deux oscillateurs "Van der Pol" couplés par un circuit résonant série 90
3.2.2 Dérivation des équations dynamiques pour deux oscillateurs "Van der Pol" couplés par un circuit large bande 99
3.3 Conception et implémentation d'un réseau des OCTs différentiels couplés à 6 GHz 102
3.3.1 Conception *et réalisation d'un réseau de*s OCTs différentiels couplés au moyen *d'une résistance* 102
3.3.1.1 Réseau composé de deux OCTs couplés 104
3.3.1.1.1 Implémentation et résultats de mesure 106
3.3.1.1.1.1 Implémentation du réseau de deux OCTs couplés 106
3.3.1.1.1.2 Résultats de mesure 108
3.3.1.2 Réseau composé de quatre OCTs couplés 116
3.3.1.2.1 Topologie 116
3.3.1.2.2 Implémentation et résultats de mesures 117
3.3.1.2.2.1 Implémentation du réseau de quatre OCTs couplés 117
3.3.1.2.2.2 Résultats de mesures et comparaison avec les simulations Post layout 119
3.3.2 Conception *et réalisation d'un réseau de*s OCTs différentiels couplés au moyen *d'un* transistor MOS en zone ohmique 126
3.3.2.1 Topologie et résultats de simulation post-layout 127
3.3.2.2 Implémentation et résultats de simulations post layout 127
3.3.2.2.1 Implémentation du réseau de deux OCTs couplés 127
3.3.2.2.2 Résultats de simulations Post layout 129
3.4 Conclusion 132
Conclusion générale 135
Bibliographie 139

Liste des Figures

Figure 1.1 *Exemple d'une r*eprésentation 2D *d'un diagramme de rayonnement d'une antenne* directionnelle 9
Figure 1.2 *Exemple d'une r*eprésentation 3D *d'un diagramme de rayonnement d'une antenne* directionnelle 10
Figure 1.3 *Exemples de configurations géométriques d'une antenne réseau*: (a) linéaire, (b) planaire, et (c) circulaire 15
Figure 1.4 *Schéma représentatif d'un réseau linéaire* 15
Figure 1.5 *Déphasage $\Delta\phi$ en fonction de l'angle de pointage θ_0* 17
Figure 1.6 Gabarit définissant les spécifications sur le diagramme de rayonnement 18
Figure 1.7 Contrôle sur la voie RF 20
Figure 1.8 Architecture avec oscillateurs polyphases représentée avec 4 antennes 20
Figure 1.9 Architecture avec 4 OCTs couplés 21
Figure 1.10 *Schéma représentatif d'une antenne réseau avec un réseau d'oscillateurs* couplés 22
Figure 1.11 Les différentes applications des radars automobiles 25
Figure 1.12 *Modèle linéaire d'un* oscillateur 30
Figure 1.13 S Modèle un-*port d'un oscillateur* 31
Figure 1.14 (a)Résonateur LC avec des résistances parasites en série, (b) circuit équivalent parallèle, (c) Résonateur avec circuit actif fournissant une résistance négative 32
Figure 1.15 *Structure d'un oscillateur Colpitts* 33
Figure 1.16 Structures (a) simple paire croisée (NMOS) et (b) double paire croisée (CMOS) 33
Figure 1.17 Spectre idéal(a) et réel (b) *d'un oscillateur* 36
Figure 1.18 Illustration schématique du mécanisme de conversion du bruit basse fréquence *autour du signal d' oscillation* 37
Figure 1.19 Illustration du phénomène de mélange réciproque dû au bruit de phase du VCO 38
Figure 1.20 Spectre du bruit additif (a) et du bruit de phase d'un oscillateur (b) 39
Figure 1.21 *Conséquences d'une impulsion en courant sur la sortie de l'oscillateur (a) au* niveau d'un extremum (b) pendant la transition 41
Figure 2.1 *Structure d'inductances* intégrées 50
Figure 2.2 *Modèle électrique équivalent d'une inductance simple intégrée* 51
Figure 2.3 *Dessin de l'inductance différentielle* 53
Figure 2.4 *Facteur de qualité simulé de l'inductance* 54
Figure 2.5 Vue en coupe et de dessus de la diode P^+/N 56
Figure 2.6 *Schémas d'un étage à diode P^+*/N 57
Figure 2.7 Variation de la capacité du MOS en fonction de V_{GS} pour deux configurations *différentes du transistor(D≡B≡S et I*-MOS) 58
Figure 2.8 Variation de la capacité C et du facteur de qualité Q en fonction de la tension de commande 61
Figure 2.9 *Schéma électrique de l'O.C.T. différentiel* 63
Figure 2.10 Architecture de la source de courant I_{bias} 64
Figure 2.11 Modèle équivalent de la diode varactor 67
Figure 2.12 *Modèle équivalent de l'oscillateur différentiel LC* 69
Figure 2.13 Présentation tridimensionnelle du bruit de phase 71
Figure 2.14 Caractéristique (I_{bias} ,V_{tank}) *de l'O.C.T* 72

Figure 2.15 Les différentes contraintes pour Ibias= 14.6 mA 75
Figure 2.16 Les différentes contraintes pour Ibias= 12.3 mA. 76
Figure 2.17 Dessin des *masques de l'O.C.T. différentiel à 6 GHz* 78
Figure 2.18 *Photomicrographie de l'O.C.T différentiel* 79
Figure 2.19 Carte de test utilisée 79
Figure 2.20 Banc de mesure utilisé 80
Figure 2.21 *Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension de contrôle* Vtune en mesures et en simulations post-layout 82
Figure 2.22 *Signal de sortie de l'oscillateur pour* V_{tune} = 2.5V 83
Figure 2.23 Bruit de phase *simulé de l'O.C.T différentiel pour* V_{tune}= 1.5V 84
Figure 2.24 *Densité spectrale de puissance de l'O.C.T différentiel pour* I_{bias}= 2.5 mA et V_{tune}= 1.5V 84
Figure 2.25 Variation de bruit de phase en fonction de la tension de contrôle V_{tune} en mesure et en simulation post-layout 85
Figure 2.26 Variation de bruit de phase mesuré en fonction du courant 86
Figure 3.1 Deux oscillateurs Van der Pol couplés par un circuit RLC série 91
Figure 3.2 Schéma illustrant les ports de contrôle et de sortie pour deux OCTs couplés 104
Figure 3.3 Schéma du réseau constitué de deux OCTs couplés. 104
Figure 3.4.a Deux oscillateurs "single-*ended" couplés au moyen d'une résistance* R_{SE} 105
Figure 3.4.b Deux oscillateurs *différentiels couplés au moyen d'une résistance* R_D 105
Figure 3.5 Dessin *des masques d'un réseau constitué de deux O*CTs différentiels couplés .. 107
Figure 3.6 Photomicrographie du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés 107
Figure 3.7 *Formes d'ondes* à la sortie des deux OCTs lorsque f_{01}= f_{02}= 6.025 GHz *avec* $\Delta\phi$ = -1.7 ° 108
Figure 3.8 *Formes d'ondes temporelles des* tensions de sortie des deux OCTs couplés lorsque $Vtune_1$= 1.85 V et $Vtune_2$= 0.25 V *avec* $\Delta\phi$ = -86 ° 109
Figure 3.9 *Fréquences d'oscillation libre et fréquence de synchronisation tracées en fonction* de Δf_0 110
Figure 3.10 Comparaison de la fréquence de synchronisation mesurée et simulée 110
Figure 3.11 Comparaison du déphasage obtenu 111
Figure 3.12 Amplitude mesurée en *fonction de* Δf_0 112
Figure 3.13 Déphasage en fonction de *l'écart de fréquence* Δf_0.. 112
Figure 3.14 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour* $\Delta\phi = 0°$ 113
Figure 3.15 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour* $\Delta\phi$ = 83° 114
Figure 3.16 Bruit de phase mesuré du réseau de deux O.C.T différentiel couplés pour $\Delta\phi=0$ ° 114
Figure 3.17 Densité spectrale de puissance du réseau des OCTs couplés pour I_{total}= 23 mA, Vdd= 2.5V et $Vtune_1$= $Vtune_2$= 1.5 V 115
Figure 3.18 Schéma du réseau constitué de quatre OCTs couplés. 117
Figure 3.19 Dessin *des masques d'un réseau constitué de quatre O*CTs différentiels couplés 118
Figure 3.20 Photomicrographie du réseau constitué de quatre OCTs différentiels couplés au *moyen d'une* résistance 118
Figure 3.21 *Formes d'ondes temporelles des tensions de sortie de deux O*CTs couplés lorsque f_{01}= f_{02} = f_{02} = f_{02} = 6.15 GHz *avec* $\Delta\phi$ = 0.85 ° 119
Figure 3.22 *Formes d'ondes* temporelles des tensions de sortie de deux OCTs couplés lorsque f_{01}= 6.27 GHz ; f_{02}= f_{03} = 6.15 GHz et f_{02} = 6.03 GHz *avec* $\Delta\phi$ = 29 ° 120
Figure 3.23 Comparaison du déphasage obtenu en simulations et en mesures 121
Figure 3.24 Comparaison de la fréquence de synchronisation mesurée et simulée 121
Figure 3.25 Déphasage en fonction de *l'écart de fréquence* Δf_0.. 122

Figure 3.26 D*éphasage $\Delta\phi$ en fonction de l'angle de pointage θ_0*. 123
Figure 3.27 Bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés pour $\Delta\phi = 0.85°$ 124
Figure 3.28 Bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés pour $\Delta\phi = 29°$ 124
Figure 3.29 Bruit de phase *@ 1 MHz d'offset en fonction de l'écart de fréquence Δf_0* 125
Figure 3.30 Bruit de phase mesuré du réseau de quatre O.C.T différentiel couplés pour *$\Delta\phi$=0 °* 125
Figure 3.31 Schéma du réseau constitué de deux OCTs couplés *au moyen d'un PMOS*..... 127
Figure 3.32 Dessin des masques du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés au moyen de transistors PMOS..... 128
Figure 3.33 Photomicrographie du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés au moyen de transistors PMOS..... 128
Figure 3.34 Formes *d'ondes temporelles des tensions de sortie de deux O*CTs couplés lorsque $f_{01} = f_{02} = 6.15$ GHz *avec $\Delta\phi$ =* 2 ° 129
Figure 3.35 Formes *d'ondes temporelles des tensions de sortie de* deux OCTs couplés lorsque *Δf_0=* 100 MHz et V_g= 1.2V *avec $\Delta\phi$ =* 84 °..... 130
Figure 3.36 Déphasage en fonction de la tension de commandeV_g *pour Δf_0=* 100 MHz.. 130
Figure 3.37 Bruit de phase en fonction *de la fréquence d'offset pour $\Delta\phi = 0°$* 131
Figure 3.38 Bruit de phase en *fonction de la fréquence d'offset pour $\Delta\phi = 84$ °* 131

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 Caractéristiques de la norme ITS 29
Tableau 2.1 Caractéristiques physiques *de l'inductance* 52
Tableau 2.2 *Récapitulatif des performances simulées de l'inductance* 54
Tableau 2.3 Comparaison des principaux paramètres des deux types de varactors 60
Tableau 2.4 Récapitulatif des performances simulées du varactor 61
Tableau 2.5 Caractéristiques des transistors du miroir de courant 65
Tableau 2.6 *Les variables initiales de l'oscillateur.* 72
Tableau 2.7 *Les variables finales de l'oscillateur* 73
Tableau 2.8 Comparaison des résultats de mesure et de simulations post-layout 81
Tableau 2.9 Comparaison entre les résultats théoriques et simulés 86
Tableau 2.10 Récapitulatif des résultats *de mesure de l'O.C.T différentiel* 86
Tableau 3.1 Comparaison des résultats de mesures et simulations post-layout 116
Tableau 3.2 Comparaison des résultats de simulations post-layout et de mesures pour un réseau composé de quatre OCTs couplés 126
Tableau 3.3 Comparaison des résultats de simulations du schéma et en post-layout pour un réseau composé de deux OCTs couplés au moyen de transistors PMOS 132

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications mobile a connu un grand développement pendant le siècle dernier et l'utilisation des techniques de transmission sans fil est toujours en forte progression. Les découvertes faites dans le domaine des radiocommunications ont contribué à donner le nom de « siècle de l'invention » au 20éme siècle. L'évolution des composants électroniques ainsi que le développement des procédés de traitement du signal ont permis une large prolifération de l'utilisation des radiocommunications. À partir du début des années 1990, la téléphonie mobile a connu un grand essor qui a été accompagné de l'apparition d'autres services utilisant les réseaux de radiocommunication pour transférer des données. Alors que les réseaux de haut débit mobile des principaux opérateurs de la planète commencent pour la plupart à adopter la 3G ou la 3G+, les différents organismes régulateurs des télécommunications préparent déjà l'arrivée de la 4G. L'ITU, ou l'Union Internationale des Télécommunications, a publié en 2008 les spécifications de sa prochaine norme de 4G connue sous le nom de « IMT-Advanced » (International Mobile Telecommunications). Nombreuses sont les technologies qui voudraient officiellement en faire partie. La spécification demandée par l'ITU pour cette nouvelle norme comporte une compatibilité avec les normes précédentes, mais aussi des débits qui doivent aller jusqu'à 1Gbits/s. Afin de pouvoir atteindre ces débits, plusieurs propositions de solutions technologiques sont prises en compte. On peut notamment mentionner les technologies utilisant des antennes intelligentes. Ces dernières entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt principal de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction désirée.

Ces antennes intelligentes sont basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire...), plus précisément sur un assemblage de plusieurs antennes élémentaires et d'un processeur de traitement du signal qui traite l'information provenant de ces antennes. Ces

antennes peuvent être orientées dans des directions privilégiées pour suivre une cible mobile afin de réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles. L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux et à des techniques de traitement du signal dédiées (calcul d'angle d'arrivée, de pondérations d'amplitude, de pondération de phase, etc...) qui permettent à l'antenne de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux. Leur utilisation permet d'une part un temps de réaction beaucoup plus rapide et d'autre part d'augmenter le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur grâce à une diminution de l'impact des effets spécifiques au canal hertzien. Ces techniques utilisent des techniques de diversité (spatiale, fréquentielle, de polarisation) pour minimiser l'impact des différents phénomènes physiques liés à l'utilisation d'un canal de transmission hertzien.

Plusieurs techniques de synthèse du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau existent et l'une de ces techniques est basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs couplés. Ces derniers connaissent un intérêt croissant dans les applications militaires et commerciales. Ils permettent aussi de produire des puissances supérieures dans le domaine de fréquences millimétriques avec une meilleure efficacité que celle obtenue en utilisant les techniques conventionnelles de "power-combining". Dans notre cas, le diagramme de rayonnement est orienté dans une direction particulière en contrôlant la phase des signaux injectés sur chacun des éléments rayonnants. Ce déphasage peut être contrôlé via la commande des fréquences d'oscillation libre des deux oscillateurs élémentaires situés aux extrémités du réseau. Ainsi, en contrôlant les variations de ces fréquences d'oscillation libre correctement, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon l'angle de dépointage souhaité. En outre, il est montré que le déphasage obtenu est constant et indépendant du nombre d'oscillateurs constituant le réseau.

Malheureusement, il est montré aussi dans la littérature que la limite théorique du déphasage qui peut être obtenu en utilisant un réseau d'Oscillateurs Contrôlés en Tension (OCT) "single ended" est seulement de ± 90 °. Aussi, il semble intéressant d'étudier et d'analyser le comportement d'un réseau d'oscillateurs différentiels couplés puisque, dans ce cas, la limite théorique du déphasage est de 360 ° due au caractère différentiel du réseau. Ainsi, l'utilisation d'un tel réseau permet théoriquement un contrôle continu du déphasage de 360 ° conduisant ainsi à une meilleure efficacité du réseau d'antennes commandé. De plus, les oscillateurs différentiels sont largement utilisés dans la conception de circuits à haute

fréquence en raison de leurs performances relativement élevées en terme de bruit de phase et de la facilité d'intégration.

Dans un tel contexte, le travail de recherche présenté dans ce mémoire a donc consisté à étudier, proposer et valider une nouvelle architecture de commande d'un réseau d'antennes basée sur le couplage des OCTs différentiels. Ainsi ce réseau des OCTs couplés pouvant osciller à une fréquence proche de 6 GHz, entièrement intégré sur une technologie d'intégration avancée de la filière silicium, a été conçu, simulé, implémenté et mesuré afin d'orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau.

Le premier chapitre fait l'objet d'une introduction à notre travail de recherche en présentant la problématique du sujet. A cet égard, nous faisons le point sur les antennes réseaux dans les systèmes de télécommunications, leurs différentes architectures, leurs intérêts et leurs domaines d'application notamment le domaine des transports intelligent et de radar. Ensuite nous y rappelons les différentes méthodes de synthèse du diagramme du rayonnement de ces antennes réseaux en soulignant les avantages et les inconvénients de chacune de ces solutions. La technique choisie dans cette thèse utilisant un réseau d'oscillateurs couplés y sera plus particulièrement détaillée. Ensuite, une présentation des différentes structures d'oscillateurs permettra de justifier le choix de celle adoptée à notre étude. Dans un deuxième temps, les sources de bruit susceptibles d'être converties en bruit de phase seront décrites ainsi que les deux théories portant sur cette conversion. Il s'agit des travaux de Leeson d'une part, et de ceux de T. Lee et A. Hajimiri d'autre part.

Le deuxième chapitre traite de l'étude, du choix de la conception et de l'implémentation d'un OCT différentiel à résonateur LC pouvant osciller à une fréquence proche de 6 GHz totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe 0,25 µm qui constitue le corps du circuit de commande. Après avoir présenté la technologie utilisée pour l'implémentation de l'OCT et étudié les caractéristiques des composants actifs et passifs, nous nous intéresserons tout d'abord à l'optimisation de son bruit de phase. Le programme d'optimisation utilisé se base sur une analyse tridimensionnelle du bruit permettant de choisir la condition de polarisation de l'oscillateur. D'autre part, une méthode graphique est utilisée pour visualiser les différentes contraintes imposées par le système telles que les conditions d'oscillation, le "tuning range" et l'amplitude des oscillations afin de choisir le dimensionnement optimal permettant une minimisation du bruit de phase et de la consommation tout en satisfaisant les différentes contraintes du système. L'OCT à sorties différentielles a été réalisé et mesuré au laboratoire.

Le dernier chapitre sera consacré à l'analyse, à la conception et à l'implémentation d'un réseau d'OCT différentiels couplés par un réseau à large bande totalement intégré en technologie BiCMOS SiGe 0.25 µm. Une analyse du bruit de phase de ce réseau des OCTs couplés sera tout d'abord menée afin de comprendre les phénomènes physiques en jeu et ainsi d'optimiser la pureté spectrale de l'ensemble du système. L'approche de couplage proposée sera validée en se basant sur les résultats de mesures effectués. De plus, l'impact de l'utilisation de structures différentielles sur la plage de déphasage obtenue et donc sur le dépointage réalisé sera également présenté ce qui nous permettra de conclure sur efficacité du réseau d'antennes commandé.

La conclusion générale permettra de tirer le bilan du travail de recherche réalisé et d'analyser les différents résultats obtenus pour commander un réseau d'antennes.

Chapitre1

CONSIDERATIONS GÉNÉRALES SUR LES ANTENNES RESEAUX

1.1 Introduction

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1820 où l'étude des phénomènes électromagnétiques a pris un tournant décisif suite notamment aux travaux effectués. Outre les diffusions radios, les ondes électromagnétiques trouvent aujourd'hui de multiples applications (radar, télédiffusion, GPS,..), dont notamment la téléphonie mobile, ou plus généralement les réseaux de communications sans fils. Le développement des réseaux sans fils s'accompagne d'avancées technologiques au niveau des composants électroniques, des logiciels informatiques, des techniques de codage ou encore des antennes.

Concernant ce dernier point, de nombreux types d'antennes sont disponibles pour satisfaire des exigences fonctionnelles et esthétiques. Ainsi on trouve toute sorte d'antennes. Certaines de toute petite dimension eu égard des longueurs d'ondes, ont des performances radioélectriques modestes mais restent très utilisées dans les systèmes mobiles pour leur facilité d'intégration. Lorsque les cahiers des charges nécessitent des performances électromagnétiques spécifiques, que ce soit en terme de forme de lobe de rayonnement, de fort gain ou de bande passante, il est nécessaire de recourir à des formes d'antennes plus volumineuses que ce soit des cornets, des hélices, des antennes à réflecteurs ou des réseaux d'antennes. Ces derniers peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Ils permettent, moyennant plusieurs éléments rayonnants de synthétiser des diagrammes de rayonnement issus de la sommation des effets de chacun de ses éléments. Ce diagramme de rayonnement peut être alors orienté dans des directions privilégiées afin de suivre un mobile tout au long de la communication, limiter l'interférence créé par les signaux émis vers ce mobile et pour réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles.

A cet égard, ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire et de positionner mes travaux de thèse. Nous faisons alors le point sur les caractéristiques des antennes en général et des antennes réseaux en particulier, leurs différentes architectures, leurs intérêts, leurs domaines d'applications ainsi que les principales techniques utilisées pour les commander. En effet, pour orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, il faut contrôler l'amplitude et/ou la phase des signaux injectés sur les antennes. Le diagramme de directivité désiré peut donc être obtenu en utilisant plusieurs architectures et parmi elles, nous pouvons citer :

- Une première méthode consistant à placer des déphaseurs et des atténuateurs sur la voie de chacun des oscillateurs locaux (ou bien alors sur la voie RF) afin d'imposer la phase et l'amplitude des signaux commandant chacune des antennes élémentaires.
- Une deuxième méthode consiste à utiliser un oscillateur polyphases ([Guan, 2004]-[Natarajan, 2005]), prenant l'exemple d'un oscillateur en anneau qui permet de fournir autant de phases que de cellules le constituant. Un réseau de distribution des signaux OL, suivi de multiplexeurs permettant d'envoyer uniquement le signal à la phase désirée, est utilisé pour fournir l'ensemble des signaux sur chacune des antennes. Cependant, ce réseau de distribution des phases constitue un réel point de blocage étant donné la complexité du système.
- Une troisième méthode rapportée dans ce mémoire est basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs contrôlés en tension couplés entre eux. Dans ce cas, chaque antenne est reliée à un oscillateur et ces oscillateurs sont couplés entre eux, donc le diagramme de rayonnement est orienté dans une direction particulière en contrôlant la phase des signaux injectés sur chacun des éléments rayonnants. Le déphasage obtenu peut être contrôlé via la commande des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs élémentaires. Ainsi, en contrôlant les variations de ces fréquences d'oscillation libre correctement, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon l'angle de dépointage souhaité.
- Une dernière méthode consiste à utiliser des modulateurs vectoriels soit sur la voie RF soit sur la voie OL. Cette architecture présente deux avantages majeurs: premièrement la simplicité de réalisation (pas de chemins de distribution complexes) et l'assurance de la stabilité de fréquence réalisée classiquement par un synthétiseur de fréquence, et deuxièmement le réglage direct de l'amplitude [Alalusi, 2006] ;[Ellinger, 2002] ; [Gueorguiev, 2007]; [Koh, 2007] ; [Hutu, 2011].

Au cours de ce premier chapitre, une synthèse de ces différentes architectures sera présentée parmi lesquelles nous retrouverons celle utilisée dans la suite de ce mémoire.

1.2 Notions de base sur les antennes

Une antenne est un dispositif qui assure la transition entre un guide d'onde et l'espace libre dans lequel ces ondes vont se propager, ou inversement.

- A l'émission, son rôle est de convertir un signal électrique localisé dans un circuit en une onde électromagnétique qui sera rayonnée dans l'espace environnant ;
- A la réception, une antenne est soumise aux champs électromagnétiques ambiants, elle peut les détecter en étant le siège de courants induits ;

Les directions dans lesquelles cette puissance sera rayonnée vont dépendre des caractéristiques de l'antenne. Cette dernière peut se définir alors à partir des critères suivants :

- Bande de fréquences d'utilisation ;
- Diagramme de rayonnement ;
- Directivité et gain ;
- Puissance admissible en émission ;
- ….

1.2.1 Le diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. La représentation (en 3D ou en 2D) des propriétés de rayonnement en champ lointain est appelée diagramme de rayonnement d'une antenne.

Le diagramme de rayonnement permet de chiffrer la directivité d'une antenne, par l'angle d'ouverture à 3dB : c'est l'angle dans lequel la densité de puissance rayonnée est affaiblie de moins de 3 dB par rapport au maximum.

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ,ϕ) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Plus spécifiquement, c'est un tracé de la puissance rayonnée d'une antenne par unité d'angle solide. Considérons le cas d'une antenne isotrope, soit une antenne qui rayonne de façon identique dans l'espace environnant avec un rendement de 100%. A la distance r de l'antenne, la puissance totale rayonnée par l'antenne isotrope P_{Ri} se répartit de façon uniforme sur la surface de la sphère de rayon r, centrée sur l'antenne, donc la densité de puissance Si obtenue à cette distance et dans n'importe quelle direction est donnée par l'expression suivante :

$$Si = \frac{P_{ri}}{\text{surface de la sphère}} = \frac{P_{ri}}{4\pi r^2} \qquad (1)$$

Cependant, une antenne isotrope est une antenne imaginaire qui rayonne uniformément dans toutes les directions donc cette antenne n'est qu'un modèle théorique irréalisable dans la pratique qui sert de référence pour les calculs d'antennes. En réalité, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées. Ainsi, un type plus pratique est l'antenne directionnelle qui émet plus de puissance dans certaines directions et moins de puissance dans d'autres. Un exemple du diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle est représenté sur les figures 1.1 et 1.2. Plusieurs facteurs contribuent à la caractérisation d'un diagramme de rayonnement, tels que la directivité, l'ouverture angulaire, les lobes et les nuls et le gain. Ces différents paramètres seront présentés dans les paragraphes suivants.

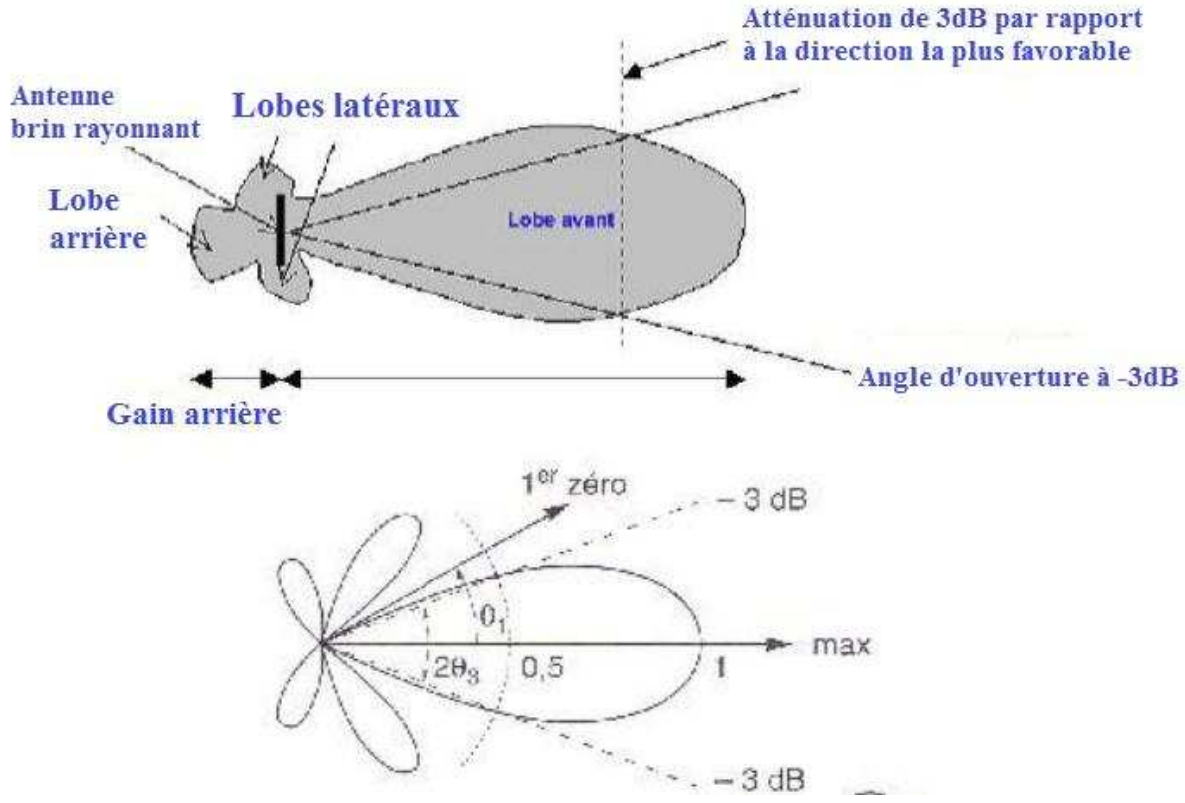

Figure1. 1 *Exemple d'une représentation 2D d'un diagramme de rayonnement d'une antenne* directionnelle.

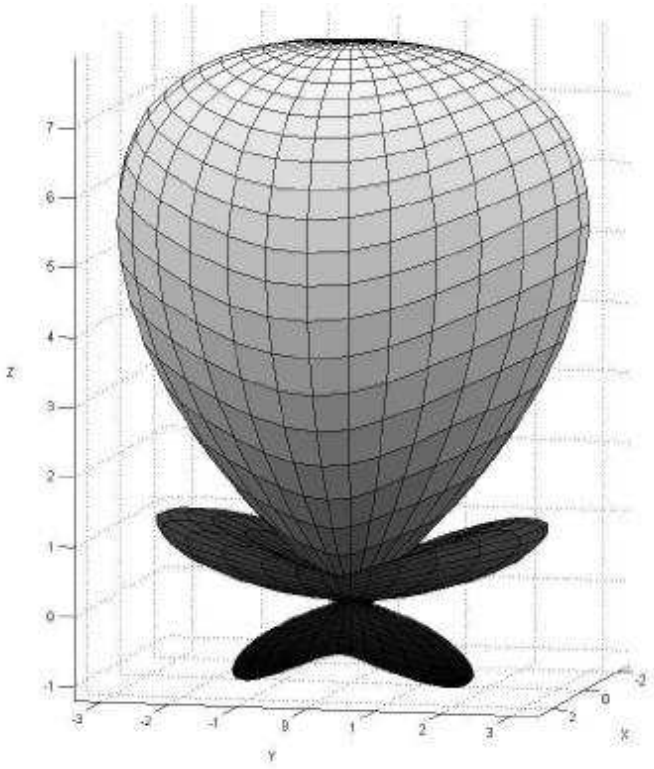

Figure 1. 2 *Exemple d'une représentation 3D d'un diagramme de rayonnement d'une* antenne directionnelle.

1.2.1.1 Directivité

Une antenne réelle présente toujours une certaine directivité. Cette dernière, donnée dans l'équation 1.2, présente le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne dans une direction donnée, $U_R(\theta,\phi)$, et celle d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale que l'antenne en question, U_{Ri} ; θ et ϕ représentent les coordonnées sphériques définissant la direction de rayonnement de l'antenne.

$$D(\theta,\phi)=\frac{U_R(\theta,\phi)}{U_{Ri}}=4\pi\frac{U_R(\theta,\phi)}{P_R} \tag{1.2}$$

Où

$D(\theta,\phi)$ est la directivité de l'antenne dans la direction (θ,ϕ),

$U_R(\theta,\phi)$ est l'intensité de rayonnement de l'antenne dans la direction (θ,ϕ),

U_{Ri} est l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope, elle s'exprime en w/sr.

P_R est la puissance totale rayonnée par l'antenne.

Ainsi, on dit qu'une antenne est directive quand elle concentre l'énergie qu'elle rayonne dans une direction (θ,ϕ) de l'espace.

La directivité maximale de l'antenne est définie dans la direction de l'intensité maximale de radiation :

$$D_{max} = \frac{U_{Rmax}}{U_{Ri}} = 4\pi \frac{U_{Rmax}}{P_R} \tag{1.3}$$

La directivité est une quantité sans dimension puisqu'elle représente un rapport entre deux intensités de rayonnement. Cependant, elle est souvent exprimée en dBi, faisant référence à l'antenne isotrope, ayant une directivité égale à l'unité.

1.2.1.2 Ouverture angulaire

L'angle d'ouverture d'une antenne caractérise la largeur du lobe principal. Il représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est égale à la moitié (-3dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable (Figure 1.1).

Cette ouverture angulaire dépend des dimensions de l'antenne ainsi que de la longueur d'onde λ. Plus le rapport entre la dimension de l'antenne et la longueur d'onde est élevé, plus le lobe principal de l'antenne est étroit. Cependant, plus cette ouverture diminue, plus le niveau des lobes secondaires augmente et vice-versa.

Les notions de lobes qui sont évoquées ainsi que la notion de nuls seront détaillées dans le paragraphe suivant.

1.2.1.3 Les lobes et nuls

Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : ce sont les lobes de rayonnement. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer.

Ces lobes secondaires, adjacents au lobe principal appelés aussi les «lobes latéraux», sont des pics d'émission ou de réception dans des directions différentes de l'axe du faisceau principal. Habituellement, ceux-ci sont indésirables puisqu'ils utilisent une partie de l'énergie émise en pure perte. Il est impossible de les éliminer complètement mais ils peuvent être minimisés. L'intensité de ces lobes secondaires est une des caractéristiques importantes d'une antenne et elle est exprimée en décibels. Le lobe arrière est particulièrement important car il

indique l'énergie transmise ou reçue de la direction opposée à l'axe du faisceau principal. Ces termes sont illustrées graphiquement sur la figure 1.1.

1.2.2 Le gain

Le gain $G(\theta, \phi)$ d'une antenne est le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, ϕ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes P_E, les 2 antennes étant alimentées par la même puissance. Le gain d'une antenne dépend principalement de sa surface équivalente et de la fréquence.

En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal. Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction. Il est alors donné par :

$$G(\theta(\varphi) = \varepsilon D(\theta,\varphi) \tag{1.4}$$

Où :

$\varepsilon = \frac{P_R}{P_E}$: représente l'«efficacité» de rayonnement d'une antenne avec P_R la puissance rayonnée et P_E la puissance totale à l'entrée de l'antenne

Donc, comme le gain et le diagramme de rayonnement sont intimement liés, on pourra calculer le gain d'une antenne connaissant son diagramme de rayonnement.

Lorsqu'on parle de gain d'une antenne, on désigne le gain maximum de l'antenne exprimé en dB : $G_{dB}= 10 \log (G)$.

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB. Le gain est généralement exprimé en dB ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence.

En dépit de son rôle incontournable dans tout dispositif permettant de transmettre ou recevoir de l'information par voie hertzienne, une antenne seule est incapable de fournir un diagramme de rayonnement reconfigurable, en termes de meilleure directivité, d'ouverture du lobe principal, ou encore de réduction des lobes secondaires. En revanche, en associant judicieusement plusieurs antennes élémentaires, on peut se rapprocher du diagramme de rayonnement désiré. Cette association d'antennes forme ce qu'on appelle une «antenne

réseau». Les propriétés fondamentales d'un tel système seront présentées dans la suite de ce chapitre.

1.3 Les antennes réseaux

Une antenne réseau est une association de deux ou plusieurs antennes élémentaires dans le but d'obtenir un diagramme de rayonnement reconfigurable, notamment en terme d'orientation. Nous allons concentrer la suite de cette section sur la présentation des principales caractéristiques d'une antenne réseau.

1.3.1 Principe

Les antennes réseaux relèvent de l'association judicieuse de plusieurs antennes pour synthétiser une ouverture rayonnante. Les antennes réseaux sont composées de N sources rayonnantes (dipôles, patchs, cornets…) réparties dans l'espace. Les grandeurs électriques (signaux) injectées ou collectées sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase avant d'être sommées entre elles. Un répartiteur de faisceaux permet de réaliser les sommations cohérentes et pondérées des signaux collectés par un système en réception. Ce même répartiteur réalisera les signaux pondérés qui seront injectés sur chaque source de l'antenne d'émission. Grâce à ces pondérations, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant la forme souhaitée [Khan, 1989]-[Elsayed ahmad, 2010]. Il sera notamment possible de créer plusieurs lobes simultanément ou un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence.

Ainsi, l'association d'antennes en réseaux permet d'obtenir des diagrammes de rayonnement particuliers à condition de pouvoir contrôler la phase et/ou l'amplitude des courants d'alimentation de chacun des éléments. Le principal bénéfice d'un tel système est la possibilité d'orienter le faisceau d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation, ajouté à la possibilité d'obtenir un ou plusieurs faisceaux ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite. Ceci permet d'obtenir une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les interférences.

D'une façon plus générale, la diversité de diagramme de rayonnement d'une antenne réseau permet d'optimiser les bilans de liaison et ainsi d'améliorer les débits de transmission, l'autonomie, et de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs [Petit, 2007]. La

reconfiguration du diagramme de rayonnement d'une antenne pourrait permettre de s'adapter à des tâches désirées telles que la suppression des signaux interférents [Dion, 1971] et la reconfigurabilité d'une couverture cellulaire d'un réseau de télécommunication. Ainsi, l'antenne réseau, comportant de très nombreux éléments rayonnants, possédant par conséquent un grand nombre de degré de liberté est l'antenne idéale pour réaliser des couvertures conformées s'adaptant au mieux à la mission demandée.

Les antennes réseaux peuvent avoir plusieurs configurations géométriques; ces configurations sont d'une grande variété, mais elles peuvent être groupées de la manière suivante :

- les réseaux linéaires : alignement des sources sur une droite,
- les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle,
- les réseaux volumiques : les antennes sont reparties dans un volume.

Les trois premiers types de dispositions géométriques sont souvent les plus utilisés. Ils sont illustrés sur la figure 1.3. Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau [Fadlallah, 2005] :

- la configuration géométrique (linéaire, circulaire, planaire, volumique) ;
- l'espacement 'd' entre les sources (pas du réseau) ;
- l'amplitude et la phase d'excitation pour chaque élément ;
- le diagramme de rayonnement de chaque élément ;
- la polarisation de chaque élément.

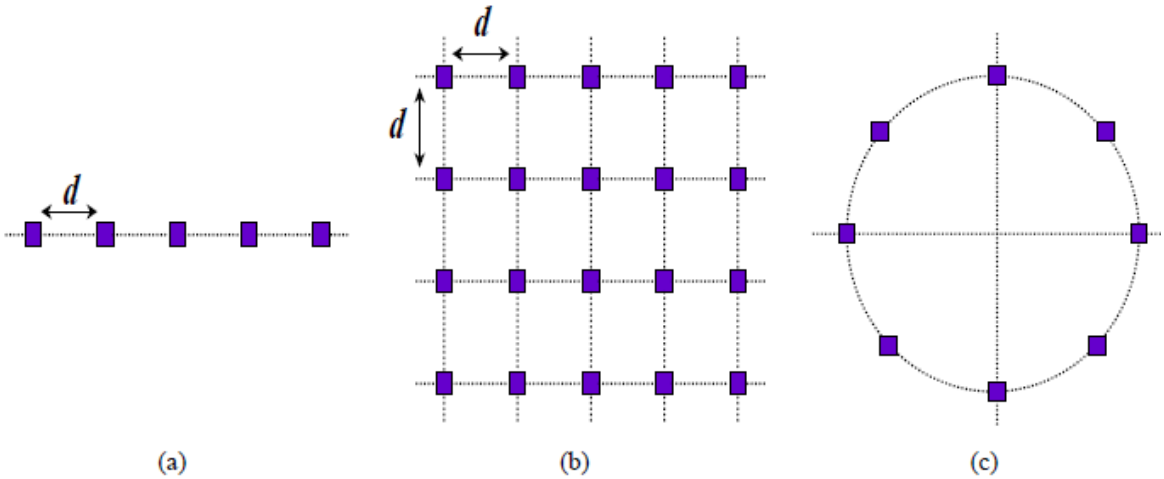

Figure 1.3 *Exemples de configurations géométriques d'une antenne réseau* : (a) linéaire, (b) planaire, et (c) circulaire.

1.3.2 Réseau linéaire uniforme

La géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux est celle d'un réseau linéaire uniforme car elle est simple à mettre en œuvre et à fabriquer [Parker, 2002]. La figure 1.4 présente un réseau linéaire uniforme formé de N éléments identiques équidistants ayant un pas de réseau d (distance séparant deux antennes adjacentes) le long de l'axe des x. Ces sources sont alimentées avec la même amplitude et avec un gradient de phase $\Delta\phi$ l'une par rapport à l'autre. r représente la distance maximale entre l'antenne de référence et le plan d'observation, et θ est l'angle de dépointage.

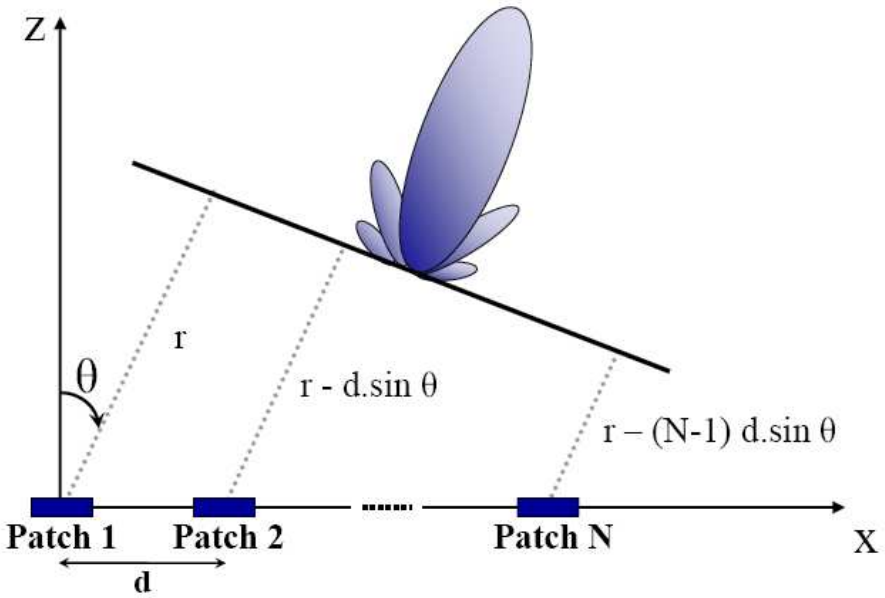

Figure 1.4 Sché*ma représentatif d'un réseau linéaire uniforme.*

Dans ces conditions, le champ électrique total rayonné par l'antenne réseau s'écrit alors :

$$E_{tot} = E_0 * A(\psi) \tag{1.5}$$

Où :

- E_0 représente le champ électrique rayonné par une antenne élémentaire. Il est nommé "facteur d'élément", et dépend uniquement des caractéristiques physiques de l'antenne élémentaire.
- *A(ψ)* est le "facteur de réseau" (appelé facteur d'alignement dans certains ouvrages) indépendant de la source élémentaire composant le réseau. Il est fonction de la géométrie du réseau et des pondérations en amplitude et en phase appliquées sur les éléments du réseau. Ce facteur de réseau est donné par la relation ci-dessous :

$$A(\psi(= \frac{1}{N}\exp(j(N-1)\psi/2)\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \tag{1.6}$$

Où

$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta) - \Delta\varphi$, et λ est la longueur d'onde

Le diagramme de rayonnement total de l'antenne réseau est défini par le produit du module du champ électrique rayonné par une antenne élémentaire par celui du facteur de réseau, ce dernier étant donné par l'expression suivante :

$$|A(\psi)| = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}\right| \tag{1.7}$$

Dans ces conditions, il est à noter que dès que le nombre N d'antennes élémentaires devient important, le diagramme de rayonnement total du réseau dépend essentiellement du facteur de réseau et très peu du diagramme de rayonnement de chaque antenne.

Notons que si toutes les sources sont excitées en phases (ψ est nul), le champ rayonné est maximum dans le plan normal au réseau. A l'inverse, si les sources sont excitées avec un gradient de phase non nul, le maximum de rayonnement apparaît pour $\psi = 2m\pi$. Les solutions sont périodiques et font apparaître sur le même diagramme de rayonnement des lobes de réseaux pour des valeurs de $m \neq 0$.

Ainsi, une variation du gradient de phase du réseau $\Delta\phi$ à introduire entre les sources élémentaires adjacentes entraîne l'orientation du diagramme de rayonnement dans la direction θ_0 désirée selon :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_0) \tag{1.8}$$

En un mot, la variation du gradient de phase du réseau détermine celle de l'angle de dépointage θ_0 de l'antenne réseau : c'est le principe d'une " antenne réseau à commande de phase ".

Ainsi, la Figure 1.5 montre le déphasage qui doit être appliqué entre les sources adjacentes commandant les antennes élémentaires du réseau afin d'orienter son lobe principal dans la direction θ_0 voulue. Un pas de réseau $d = \frac{\lambda}{2}$ a été utilisé, cette distance étant le compromis optimal entre la directivité et le niveau des lobes secondaires mais c'est également la distance qui permet de réduire au maximum les effets de couplage entre antennes. Cette figure montre que l'angle de rayonnement varie entre ± 90 ° pour une différence de phase variant de -180 ° à +180 °.

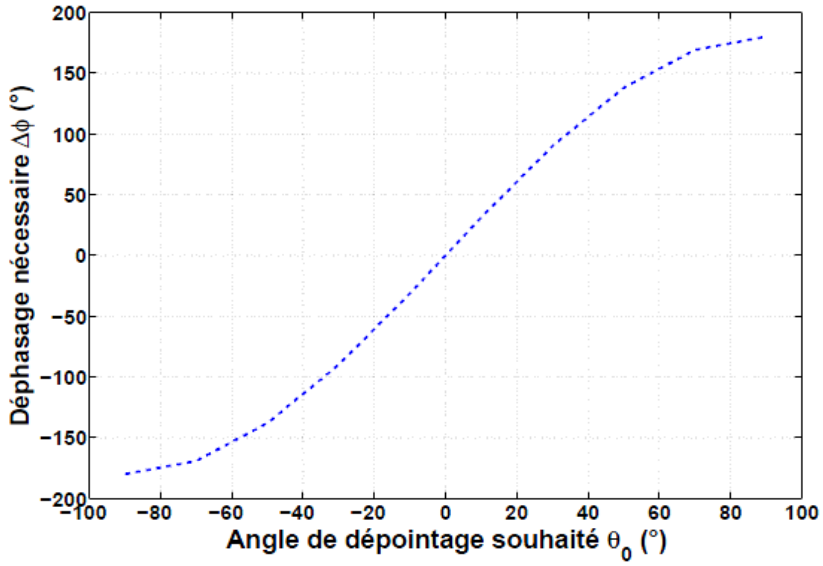

Figure 1.5 *Déphasage $\Delta\phi$ en fonction de l'angle de pointage θ_0.*

1.4 Synthèse du diagramme de rayonnement

Comme énoncé précédemment, l'association d'antennes en réseaux permet de maîtriser la distribution de l'énergie rayonnée ou reçue dans l'espace et ainsi d'obtenir des diagrammes de

rayonnement particuliers à condition de pouvoir contrôler la phase et/ou l'amplitude des signaux d'alimentation de chacun des éléments. Le principal bénéfice d'un tel système est la possibilité d'orienter le faisceau d'une antenne sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation. De plus, il est possible d'obtenir un ou plusieurs faisceaux ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite ce qui permet d'effectuer une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les interférences. Les spécifications sur le diagramme de rayonnement du réseau sont généralement définies à partir d'un gabarit où on impose le niveau des lobes secondaires et (ou) l'amplitude des oscillations dans la zone constituant le plan de formage de lobe (gabarit) (figure 1.6).

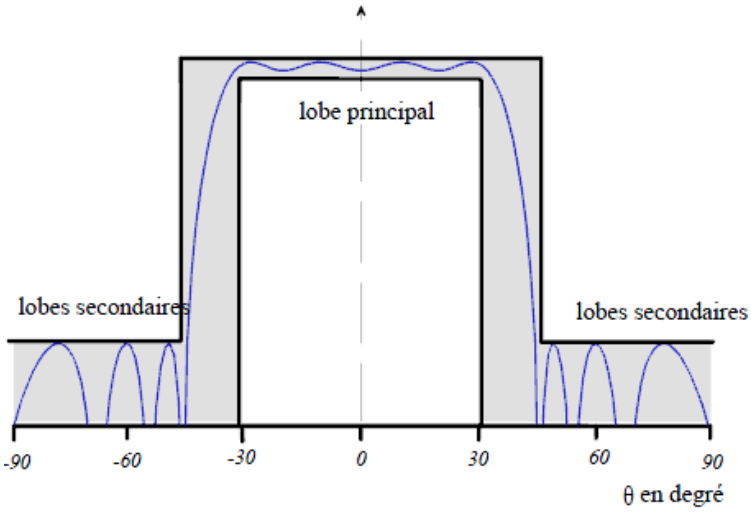

Figure 1.6 Gabarit définissant les spécifications sur le diagramme de rayonnement

Ce diagramme de rayonnement doit être modélisé de façon à obtenir le plus petit niveau de lobes secondaires possible pour une ouverture exigée du lobe principal, et minimiser d'avantage les pertes induites dans des directions autres que celle désirée. Trois types de synthèse peuvent être envisagés:

1. Synthèse en amplitude seulement: Ce type de synthèse permet de fournir des lobes directifs symétriques avec la possibilité de modifier le niveau des lobes secondaires. Les techniques analytiques tels que Fourier et Chebyshev permettent de calculer les coefficients du réseau. Les applications associés à ce type de synthèse sont limitées.

2. Synthèse en amplitude et phase [Rammal, 1993] ; [Eclercy, 1998]: Ce type de synthèse présente des lobes directifs où les niveaux de lobes secondaires sont "fortement contrôlable". Cette technique est efficace pour les applications en réseau

adaptatif, mais sa mise en pratique nécessite un outil de synthèse en amplitude et en phase. Ce type de synthèse requière un temps de calcul important ainsi qu'une utilisation de circuits actifs de type MMIC [Dufrane, 1992], coûteux et compliqués. Une solution basée sur l'utilisation de déphaseurs actifs en l'occurrence des modulateurs vectoriels peut alors être envisagée. L'intérêt principal de cette technique réside d'une part dans sa simplicité de réalisation ainsi que l'assurance de la stabilité de fréquence réalisée classiquement par un synthétiseur de fréquence, et d'autre part le réglage direct de l'amplitude [Hutu, 2011] ;[Tohme, 2009].

3. Synthèse en phase: Ce type de synthèse permet de réaliser des lobes directifs où les niveaux des lobes secondaires sont "moyennement contrôlable". Cependant, avec cette technique, on peut contrôler le niveau reçu à la fois dans la direction du rayonnement utile et interférent. Sa mise en pratique nécessite l'implémentation de "déphaseurs" contrôlés par un outil de synthèse de phase. Ce type de synthèse constitue donc un bon compromis entre les deux solutions présentées précédemment puisqu'il permet de former un lobe directif avec un temps de calcul, un coût et une complexité relativement faible.

Plusieurs approches peuvent être utilisées pour générer les pondérations de phase :

- La première, relativement classique (figure 1.7), est basée sur l'utilisation de déphaseurs : le signal, après translation autour de la fréquence RF est divisé en utilisant des diviseurs de puissance. Chacun des signaux obtenus est ensuite déphasé et amplifié puis envoyé sur chaque antenne élémentaire du réseau.
- La deuxième approche, basée sur l'utilisation d'un oscillateur polyphases, permettant de générer autant de phases que de cellules le constituant, est illustrée sur la figure 1.8. Un réseau de distribution des signaux OL suivis de multiplexeurs permettant d'envoyer uniquement le signal à la phase désirée, fournie l'ensemble des signaux sur chacune des antennes. Cependant, l'inconvénient de cette approche réside dans la complexité du réseau de distribution tant en simulations électromagnétiques que d'un point de vue continuité de charges suivant l'état du multiplexeur.

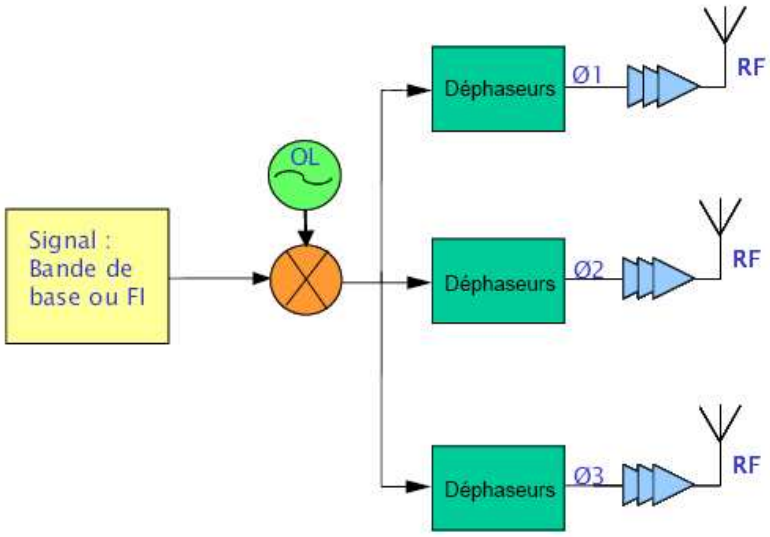

Figure 1.7 Contrôle sur la voie RF

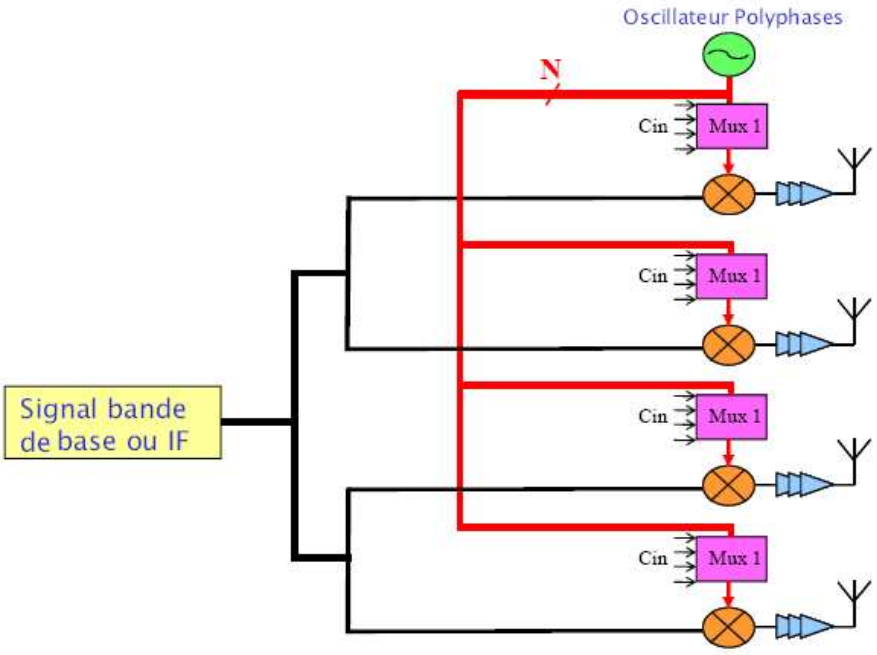

Figure 1.8 Architecture avec oscillateurs polyphases représentée avec 4 antennes

– La troisième approche est basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs contrôlés en tension couplés entre eux. Le principe de cette méthode est illustré sur la figure 1.9. En fonctionnement, les oscillateurs élémentaires se synchronisent de façon stable dans le temps à une fréquence commune et présentent des phases différentes suivant leurs fréquences d'oscillation libre. Par conséquent, en contrôlant les variations de ces fréquences d'oscillation libre correctement, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon

l'angle de dépointage souhaité. L'intérêt de cette solution est d'offrir une variation continue du déphasage au détriment d'une certaine complexité de mise en œuvre. En utilisant cette technique, la fréquence de synchronisation est relativement difficile à maîtriser de façon très précise, mais cette approche est surtout intéressante pour des applications de type radar afin de pouvoir contrôler l'orientation du lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne réseau où les incertitudes sur la fréquence reçue peuvent être tolérées.

Trois méthodes peuvent être envisagés pour obtenir le déphasage nécessaire :

- ✓ L'utilisation des lignes à retard pour coupler les oscillateurs [Liao, 1993].
- ✓ En contrôlant la variation des fréquences d'oscillation libre de tous les VCOs du réseau [Heath, 2005]. En effet, en ajustant les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs constituant le réseau, des gradients de phase différents entre les tensions de sortie des VCOs du réseau peuvent être obtenus.
- ✓ En contrôlant la variation des fréquences d'oscillation libre des deux VCOs situés aux extrémités du réseau [Liao, 1994]. Dans ces conditions, un déphasage constant est assuré entre chaque couple d'oscillateurs voisins. Cette approche est celle retenue pour coupler les différents oscillateurs et elle sera traitée en détails dans la suite de cette thèse.

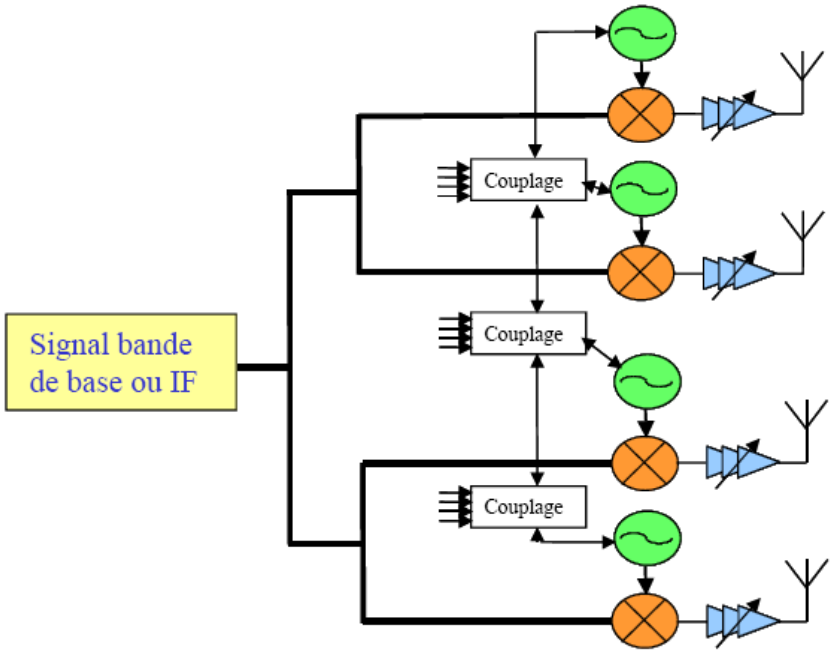

Figure 1.9 Architecture avec 4 VCOs couplés.

1.5 Contrôle du diagramme de rayonnement en utilisant des oscillateurs couplés

Comme mentionné précédemment, une nouvelle approche, basée sur l'exploitation des propriétés de synchronisation des oscillateurs couplés pour orienter le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes a été introduite par R. York & al.,. Cette approche est illustrée sur la figure 1.10, où :

- N : est le nombre d'éléments du réseau ;
- θ : est l' angle de dépointage c'est à dire l'angle entre l'axe z et le vecteur qui unit l'origine du système de coordonnées avec un point choisi arbitrairement en champ lointain, dont r est la distance qui les sépare ;
- d : est la distance entre deux éléments adjacents du réseau ;
- Δϕ est le gradient de phase qui existe entre les tensions présentes aux bornes de deux oscillateurs adjacents.

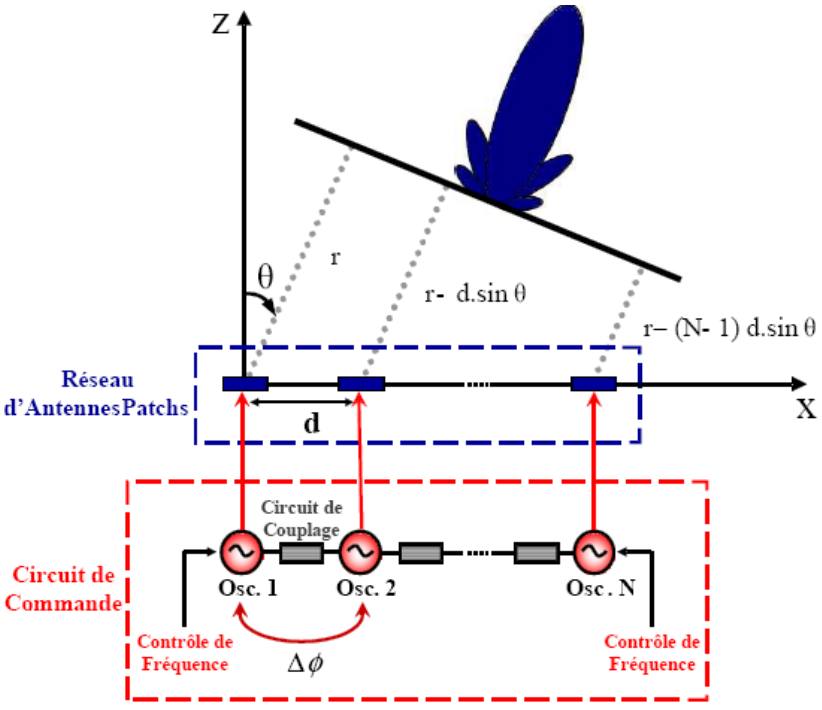

Figure 1.10 *Schéma représentatif d'une antenne réseau avec un réseau d'oscillateurs couplés.*

Indépendamment de la topologie, tout réseau d'oscillateurs doit satisfaire deux exigences clefs. Premièrement, les oscillateurs élémentaires doivent se synchroniser de façon stable dans le temps à une fréquence commune. Deuxièmement, ils doivent maintenir le déphasage entre

eux à la valeur requise. La première exigence concernant la synchronisation peut être accomplie en couplant les oscillateurs avec ou sans source de stabilisation externe (phénomène de " injection-locking " [Adler, 1946]-[Kurokawa, 1973]). En pratique et dans tous les cas, la tâche la plus délicate est d'assurer la relation de phase appropriée entre les éléments et également de pouvoir contrôler précisément ce déphasage. Cela exige une compréhension solide de l'influence des divers paramètres du circuit, comme la force de couplage et l'écart entre les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs élémentaires, sur les valeurs des phases des tensions aux bornes de chacun des oscillateurs. Quand ces fréquences d'oscillation libre se situent à l'intérieur d'une certaine plage de verrouillage, les oscillateurs se synchronisent spontanément avec une relation de phase liée à la distribution originale de ces fréquences d'oscillation libre [Liao, 1993]-[Heath, 2005]-[York, 1993]. En outre, un gradient de phase constant entre les éléments adjacents peut être réalisé en contrôlant uniquement les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs situés aux deux extrémités du réseau. Par rapport à la méthode dite "conventionnelle", c'est-à-dire celle qui utilise des déphaseurs, cette approche basée sur les oscillateurs couplés présente l'avantage de limiter le nombre de commandes. En effet, chaque déphaseur doit être piloté par un nombre de commandes plus ou moins important en fonction de la complexité du déphaseur, tandis que dans l'approche des oscillateurs couplés, seuls les oscillateurs des extrémités seront pilotés. Il est à noter que pour ces deux techniques, l'amplitude des signaux de sortie ne peut pas être contrôlée.

1.6 Avantages et applications des systèmes à antennes réseaux

Le domaine des communications mobiles s'élargit à un rythme très important, couvrant beaucoup de secteurs techniques. Les activités mondiales de cette industrie en pleine expansion sont peut-être une indication de son importance. Un des exemples témoignant de l'évolution dans ce domaine est l'arrivée de la 4G. En effet, L'ITU, ou l'Union Internationale des Télécommunications, a publié en 2008 les spécifications de la prochaine norme de 4G connue sous le nom de « IMT-Advanced » (International Mobile Telecommunications). Nombreuses sont les technologies qui voudraient officiellement en faire partie. Il y a d'un côté les réseaux dérivés du monde de l'informatique avec le Wimax et ses différentes normes, notamment le 802.16m, et de l'autre les réseaux d'opérateurs mobiles avec la 3G LTE-Advanced. La spécification demandée par l'ITU pour cette nouvelle norme comporte une

compatibilité avec les normes précédentes, mais aussi des débits qui doivent aller jusqu'à 1Gbits/s [Burciu, 2010].

Les systèmes à antennes intelligentes entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Une application de ces antennes a été suggérée ces dernières années pour les systèmes radar qui sont devenu de véritables produits de consommation [Tayrani, 2003] ; [Chin, 2010];[Natarajan, 2011] ;[Tabesh, 2011]. Le domaine est en train de passer rapidement du statut de recherche et développement à la phase de pré-production. Plus particulièrement pour les radars automobiles qui sont utilisés pour la prévention des collisions et pour assister le conducteur en automatisant partiellement la conduite (par exemple, le maintien de la distance minimale entre deux véhicules) [Djerafi, 2011]. Ainsi, les radars d'aide à la conduite ont pour but principal de déterminer la distance et la vitesse d'un obstacle et d'avertir le conducteur ou d'interagir avec les dispositifs de freinage et de sécurité, tels que les coussins de sécurité gonflables. Il est attendu que les deux radars 24 GHz et 77 GHz deviennent de plus en plus communs dans des véhicules personnels et aussi commerciaux. Les systèmes radars à courte et à longue distance représentent un marché d'environ 11 millions et 2.5 millions d'unités par an [Hao, 2005] respectivement.

Plus précisément, pour le système à 77 GHz, le radar est utilisé comme: radar de prospection (FLR), régulateur de vitesse et d'espacement (ACC), système d'alerte de changement de voie et alerte aux obstacles. À l'avenir, il sera également utilisé comme système de conduite intelligent (AICC). Le radar à 24 GHz peut, quant à lui, assister le conducteur dans le stationnement, il pourra libérer les coussins gonflables avant un impact réel, dans les embouteillages, dans le changement de voie ou comme indicateur de vitesse et pour la reconnaissance de l'état de la route (figure 1.11).

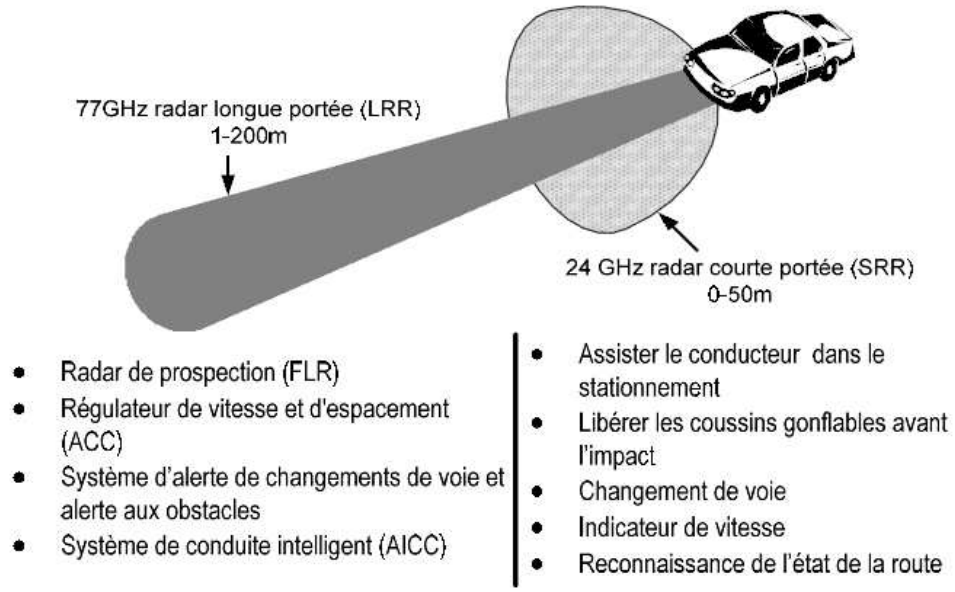

Figure 1.11 Les différentes applications des radars automobiles

Les systèmes à antennes intelligentes possèdent bien d'autres avantages, en effet, l'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils contribuent à éliminer les interférences pour les applications radiomobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs. Bien qu'elles semblent inséparables des avantages cités dans ce paragraphe, les deux principaux avantages ci-dessous décrivent aussi quelques atouts des antennes réseaux et notamment du pointage électronique de leur diagramme de rayonnement :

- Une pollution électromagnétique réduite : dans des applications de télécommunication et radar, on a besoin de couvrir un grand secteur autour de la station interrogatrice. Ce type de transmission a pour conséquence de polluer l'environnement électromagnétique en rayonnant de la puissance dans des directions inutiles. Une solution à ce problème est d'utiliser les antennes réseaux. Dans ce cas, la forme du diagramme de rayonnement peut être optimisée de manière à réduire les lobes secondaires. De même, le lobe principal du diagramme de rayonnement peut être dévié dans la direction désirée, et par conséquent, la minimisation de tout rayonnement dans des directions inutiles.
- L'amélioration de la qualité de la transmission/réception : la puissance émise est focalisée dans la direction utile, ce qui permet de réduire la puissance gaspillée dans

d'autres directions. De plus, les faisceaux étant dirigés vers l'usager, la propagation par multitrajets est considérablement réduite de même que l'interférence entre canaux.

Ainsi, les antennes réseaux sont indispensables pour augmenter l'efficacité des systèmes de communications mobiles et radar. Dans le cas des transports, ces dispositifs sont montés sur des véhicules, des bateaux, des avions, des satellites et des stations de base pour jouer un rôle important dans l'accomplissement de la demande accrue des exigences du canal pour ces services. Parmi ces différents domaines d'utilisation, nous nous intéressons à l'application des antennes réseaux à la communication entre véhicules. Ainsi, du fait que notre laboratoire a été impliqué dans l'axe véhicules communiquants du XIIIème CPER, il est à notre avis important de résumer en quelques lignes l'état de l'art des " systèmes de transport intelligents " qui désignent l'application des nouvelles technologies de l'information et de la communication au domaine des transports.

Systèmes de Transport Intelligents (ITS) :

Les systèmes de transport intelligents (STI) (Intelligent Transportation Systems (ITS)) désignent les applications des nouvelles technologies de l'information et de la communication au domaine des transports. Les STI jouent un rôle très important dans plusieurs champs d'activité : dans l'optimisation de l'utilisation des infrastructures de transport, dans l'amélioration de la sécurité (notamment de la sécurité routière) et de la sûreté ainsi que dans le développement des services. L'utilisation des STI s'intègre aussi dans un contexte de développement durable : ces nouveaux systèmes concourent à la maîtrise de la mobilité en favorisant entre autres le report de la voiture vers des modes plus respectueux de l'environnement. Ils font l'objet d'une compétition économique serrée au niveau mondial.

En décembre 2008, la Commission européenne a accompli un pas important pour la diffusion et l'utilisation de systèmes de transport intelligents dans le transport routier. L'objectif est de rendre le transport plus propre, plus sûr et plus efficace. La priorité de cette commission est de réduire la congestion du trafic et sauver des vies sur les routes européennes et ce sont les systèmes de transport intelligents qui vont aider à progresser vers la réalisation de ces objectifs.

Du particulier au transporteur routier, la connaissance du trafic en temps réel est un élément essentiel pour l'exploitation du réseau routier permettant ainsi de planifier ses itinéraires et d'éviter des retards dus aux embouteillages, et aussi d'éviter tout risque

d'accident. Les technologies de l'information et de la communication facilitent la diffusion des informations sous forme visuelle et vocale en parallèle dans différents États membres dans toute l'Europe. Grâce à leur diffusion, plus de 5000 décès dus aux accidents de la route pourraient être évités [ITS1].

De nombreuses applications peuvent être envisagées sous le terme STI [ITS2] , [ITS3]:

- La gestion des urgences : en cas d'accident, la gestion d'urgence assure une rapidité d'intervention, un évitement d'accidents en chaîne et un rétablissement de la circulation;
- La gestion du trafic : le but de la gestion du trafic consiste à fluidifier les axes routiers, et favoriser la circulation des transports publics. Les STI fournissent une assistance aux opérateurs pour le choix des stratégies de gestion du trafic, leur mise en œuvre est suivi grâce à un système d'aide à la gestion de trafic (SAGT). Sur le terrain, les équipements dynamiques permettent d'effectuer :
  1. Le recueil de données de trafic via les capteurs sur les infrastructures et/ou dans les véhicules ;
  2. La surveillance du trafic et le suivi des évènements ;
  3. La diffusion des informations et des consignes aux différents usagers par les panneaux à messages variables (PMV) ou via la radio (107.7 MHz est la fréquence unique sur toutes les autoroutes françaises) ;
  4. La communication entre les équipements et le PC circulation (fibre optique, ADSL…) ;
- Les transports publics : l'objectif principal est d'optimiser l'exploitation du réseau et d'améliorer le confort des usagers et leur sécurité, avec notamment les systèmes de localisation et les services associés, les services d'information des usagers, ainsi que les services de transport à la demande ;
- L'aide à la conduite qui se définit comme un ensemble de systèmes de sécurité actif, d'information ou d'assistance au conducteur pour éviter l'apparition d'une situation dangereuse pouvant aboutir à un accident. On peut citer comme exemples : la direction assistée, le système antiblocage des roues, le système du contrôle de trajectoire et également les systèmes radars qui sont utilisés pour la prévention des collisions et pour assister le conducteur en automatisant partiellement la conduite (par exemple, le maintien de la distance minimale entre deux véhicules).. ou encore les systèmes de reconnaissance automatique des panneaux de signalisation. Cette dernière

option figure dans les options de la voiture OPEL Insigna2009 sous le nom " Opel Eye".

Le système DSRC (Dedicated Short Range Communications) est un système spécialisé de radiocommunication mobile pour les véhicules routiers. Dans le cadre des communications ITS, le DSRC est une technologie fondamentale qui permet d'associer routes, trafic et véhicules en utilisant les technologies de l'information. Ce système présente toute technique de radiocommunication à courte distance permettant de transmettre des données à partir d'une infrastructure para routière vers un véhicule ou une plate-forme mobile. Parmi les applications DSRC, citons les suivantes: perception électronique des péages, reprise de signalisation à bord du véhicule, informations routières, gestion des transports publics et des véhicules commerciaux, gestion de flotte, renseignements météorologiques, collecte de données sur capteurs, signalisation de passages à niveau, transfert de données.

Pour les applications des systèmes ITS qui exploitent la bande de fréquence autour de 5.8 GHz et plus précisément les bandes 5 795-5 805 MHz et 5 805-5 815 MHz (au niveau national), le système DSRC utilise des techniques de radiocommunication non vocales pour transférer des données sur de courtes distances entre des unités radioélectriques mobiles et para routières en vue d'améliorer le flux de trafic, la sécurité routière et d'autres services de transport intelligents dans divers environnements publics et commerciaux.

Le Tableau 1.1 définit les spécifications techniques des équipements de radiocommunication :

Tableau 1.1 : Caractéristiques de la norme ITS

Paramètre	**Caractéristique technique**	
Fréquences porteuses	Bande des 5,8 GHz pour liaisons montante et descendante	
Espacement entre porteuses RF (espacement entre canaux)	5 MHz	10 MHz
Largeur de bande occupée admissible	Inférieure à 4,4 MHz	Inférieure à 8 MHz
Méthode de modulation	MDA, MDP-4	MDA
Vitesse de transmission de données (débit binaire)	1 024 kbit/s (codage MDA) 4 096 kbit/s (codage MDP-4)	1 024 kbit/s
Codage de données	Codage de Manchester/MDA, NRZ/MDP-4	Codage de Manchester
Séparation duplex	40 MHz en cas de mode DRF	
Type de communication	Type émetteur-récepteur	
p.i.r.e. maximale	≤ +30 dBm (liaison descendante) (Pour une distance de transmission de 10 m ou moins. Puissance fournie à l'antenne ≤ 10 dBm)	
	≤ +44,7 dBm (liaison descendante) (Pour une distance de transmission supérieure à 10 m. Puissance fournie à l'antenne ≤ 24,77 dBm)	
	≤ +20 dBm (liaison montante) (Puissance fournie à l'antenne ≤ 10 dBm)	

1.7 Etude des oscillateurs

Nous avons vu dans la section précédente que le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau peut être orienté dans une direction particulière en contrôlant la phase des signaux injectés sur chacun des éléments rayonnants. Pour ce faire, un réseau d'oscillateurs contrôlés en tension couplés entre eux peut être utilisé. En effet, en contrôlant les variations des fréquences d'oscillation libre des deux oscillateurs situés aux extrémités du réseau, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon l'angle de dépointage souhaité. Les performances obtenues par ce réseau d'oscillateurs couplés, notamment en terme de bruit de phase, étant liées à celles d'un seul O.C.T, une étude d'un O.C.T découplé s'avère primordiale.

Dans cette section, nous rappelons le principe de fonctionnement propre et les principales caractéristiques des oscillateurs. Ensuite, nous signalons l'importance de la pureté spectrale et

du bruit susceptible de perturber le fonctionnement des circuits, pour cela nous nous intéressons à l'analyse des différentes sources de bruit susceptibles de générer le bruit de phase ainsi que les deux principales approches de modélisation de la conversion du bruit basse fréquence en bruit de phase (à savoir Leeson et Hajimiri-Lee).

1.7.1 Principe des oscillateurs

On représente souvent un oscillateur par le système bouclé illustré sur la Figure 1.12. Il est composé d'une partie active et d'un élément passif (le résonateur) bouclé par une contre-réaction positive qui réinjecte une partie du signal de la sortie à l'entrée [Foucauld, 2000] ; [Mira, 2004].

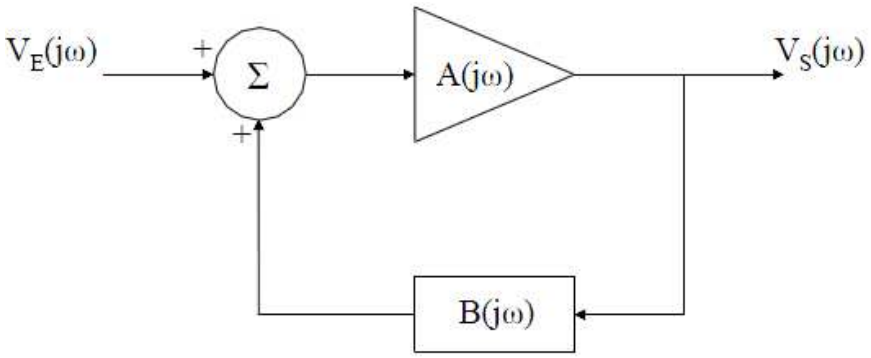

Figure 1.12 *Modèle linéaire d'un oscillateur*

Dans ces conditions, la fonction de transfert de ce système est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \tag{1.9}$$

Ainsi, il existe une pulsation ω_0 pour laquelle $V_s(j\omega_0) \neq 0$ alors que $V_e(j\omega_0) = 0$. Cette pulsation ω_0 est telle que $A(j\omega_0).B(j\omega_0) = 1$. Ceci permet donc d' écrire les conditions d'oscillations, dites de Barkhausen :

$$\begin{cases} \left|A(j\omega_0).B(j\omega_0)\right| = 1 \\ \mathrm{Arg}\left(A(j\omega_0).B(j\omega_0)\right) = 2k\pi \end{cases} \tag{1.10}$$

où $k \in N$.

Les oscillations peuvent démarrer si le gain de la partie active A(jω) est supérieur au gain de la fonction de transfert du résonateur B(jω) et croître indéfiniment en théorie. Ce phénomène se traduit par $A(j\omega) \times B(j\omega) > 1$. Le démarrage des oscillations nécessite en pratique un transfert d'énergie entre les différents éléments du circuit. Or, celui-ci est

originellement dans un puit de stabilité et c'est donc le bruit intrinsèque des composants qui déséquilibre le dispositif. Le bruit est ensuite amplifié par le gain de la boucle et l'oscillation peut alors démarrer. Grâce à un schéma équivalent petit signal du circuit, on peut déterminer le gain (minimal) utile à l'entretien des oscillations. Il suffit ensuite de concevoir un circuit d'entretien avec un gain légèrement supérieur à cette valeur pour permettre aux oscillations de démarrer. Dans la pratique, il est préférable de dimensionner la partie active de l'oscillateur afin d'obtenir un gain au moins trois fois supérieur au gain minimal pour assurer le démarrage afin de compenser les non-linéarités présentes dans le circuit [Mira, 2004].

Un circuit oscillateur peut également être représenté par une impédance non linéaire, $Z_{NL}(I,\omega)$, caractérisant la partie active de l'oscillateur, en parallèle avec l'impédance équivalente du résonateur, $Z_R(\omega)$, comme le montre la figure 1.13.

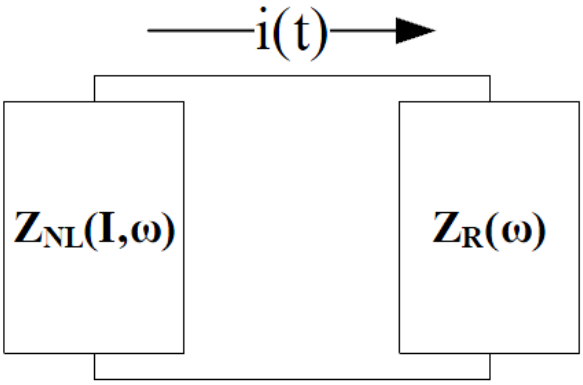

Figure 1.13 Modèle un-*port d'un oscillateur*

Ainsi, pour un courant $i(t) = I\cos(\omega_0 t)$, la loi de Kirchhoff nous permet d'écrire :

$$\left(Z_{NL}(I,\omega_0) + Z_R(\omega_0)\right)I = 0 \tag{1.11}$$

et la condition d'oscillation s'écrit comme suit :

$$Z_T(I,\omega_0) = Z_{NL}(I,\omega_0) + Z_R(\omega_0) = 0 \tag{1.12}$$

Cette condition peut être exprimée en fonction des parties réelles, R_T , et imaginaires, X_T, de l'impédance totale Z_T :

$$R_T(I,\omega_0) = 0 \tag{1.13}$$

$$X_T(I,\omega_0) = 0 \tag{1.14}$$

Ces deux équations donnent respectivement la condition d'entretien des oscillations et la fréquence d'oscillation du circuit. En plus, comme la partie réelle de l'impédance équivalente de la partie passive à la pulsation ω0 est positive, la condition d'entretien des oscillations,

définie par l'équation (1.14), ne pourra être respectée que si la partie réelle de l'impédance non-linéaire est négative à la pulsation ω_0, ce qui peut être obtenu par un élément actif.

1.7.2 Les oscillateurs à résonateur LC

Les oscillateurs LC se basent sur la fréquence de résonance d'un filtre LC $\left(F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$ qu'il soit intégré ou non. Le schéma de principe [Andreani, 2000] illustré sur la figure 1.14 donne une simplification permettant de mieux comprendre le fonctionnement avec les pertes associées au résonateur LC. La compensation de ces pertes est assurée par le circuit actif constitué par une réaction positive apportée sur l'amplificateur. Cette compensation est représentée par une résistance négative $-R_p$ dont la valeur minimale est fournie par l'équation :

$$R_p = (R_{SL} + R_{SC})(\omega_0 C)^2 \quad ; \omega_0 = 2\pi f \tag{1.15}$$

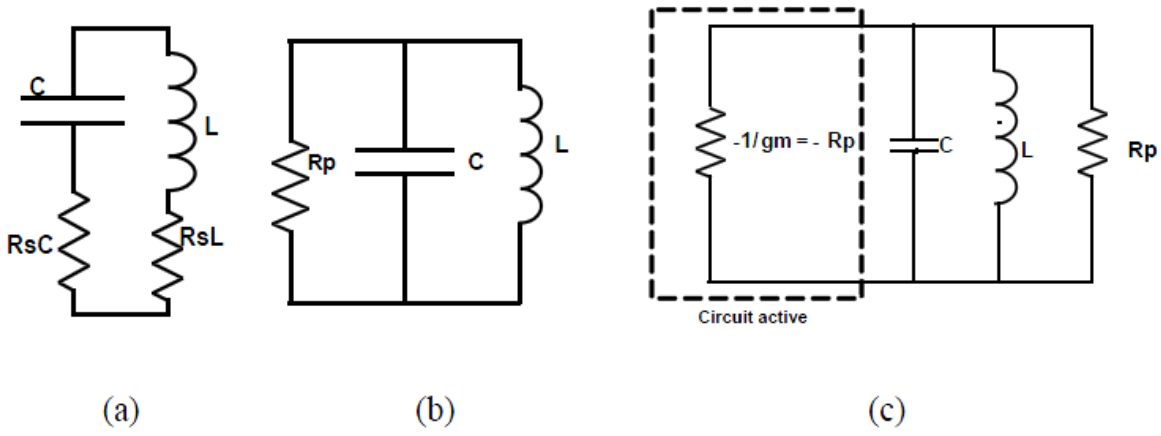

Figure 1.14 (a)Résonateur LC avec des résistances parasites en série, (b) circuit équivalent parallèle, (c) Résonateur avec circuit actif fournissant une résistance négative.

Pour concevoir un VCO à base de résonateur LC, il existe deux solutions envisageables. La première consiste à utiliser une architecture différentielle (ou croisée) et la seconde, une architecture simple ou "single-ended" (par opposition à différentielle), telle que celle d'un oscillateur de type Colpitts [Aparicio, 2002] (Figure 1.15).

Un oscillateur de type Colpitts simple présente de nombreux avantages tels que de meilleures propriétés en bruit cyclo-stationnaire ou une plus grande amplitude en tension sur le résonateur pour une consommation donnée. Cependant, il nécessite un plus grand gain qu'un VCO utilisant une structure croisée pour assurer le démarrage et il est plus sensible au bruit de mode commun de par sa construction. Ces inconvénients rendent donc cette architecture moins intéressante qu'une

architecture différentielle lors de la conception d'oscillateurs intégrés. Des travaux [Aparicio, 2002] pour éliminer ces problèmes ont été récemment entrepris pour adapter ce circuit afin de l'utiliser dans le cadre d'un montage différentiel en couplant deux oscillateurs de type Colpitts.

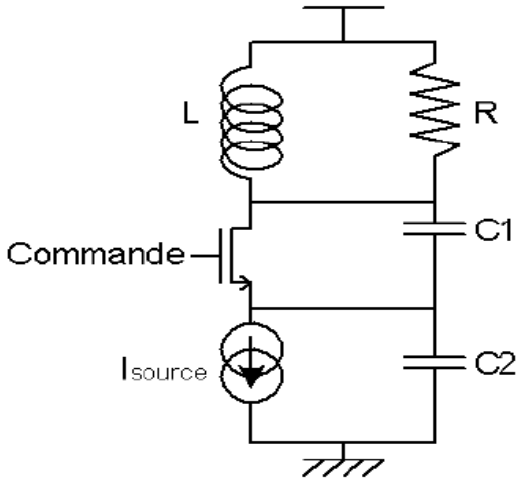

Figure 1.15 *Structure d'un oscillateur Colpitts*

Pour réaliser la compensation des pertes dans un VCO basé sur un résonateur LC, il existe deux types de structure : CMOS et NMOS. La figure 1.16 présente les deux types de structures dites simple paire croisée (NMOS ou PMOS) et double paire croisée (CMOS). Les transistors M_1 et M_2 forment la résistance négative $-R_p$ permettant de compenser les pertes associées au circuit résonnant

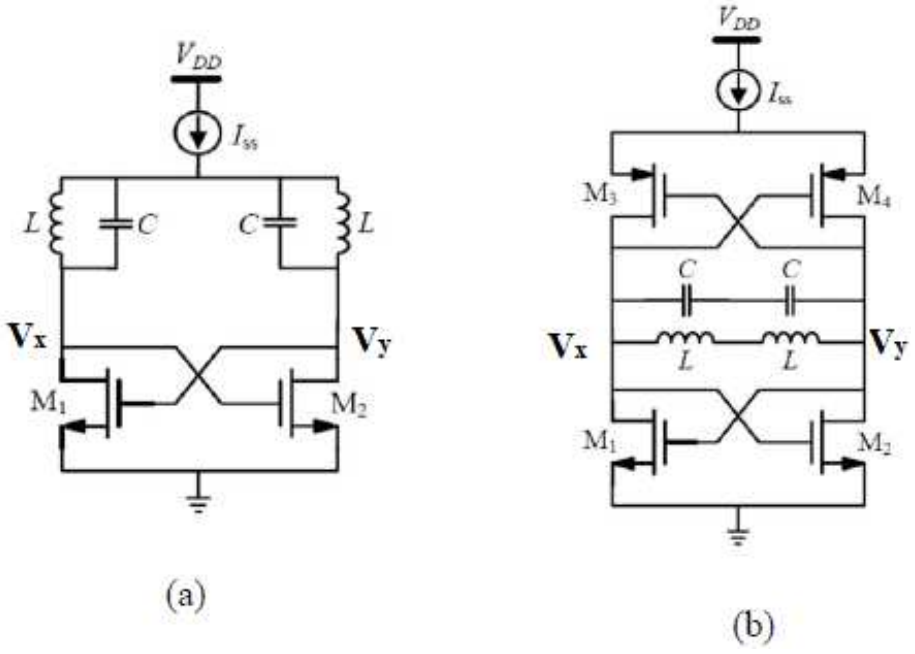

Figure 1.16 Structures (a) simple paire croisée (NMOS) et (b) double paire croisée (CMOS)

La tension de sortie entre les points v_x et v_y est donnée par l'expression suivante :

$$V_{output} = V_x - V_y \tag{1.16}$$

Une analyse petit signal de la paire différentielle de la structure NMOS montre que la conductance équivalente entre les points v_x et v_y est égale à $-g_m/2$ où g_m est la transconductance d'un seul transistor.

L'avantage des oscillateurs LC est leur faible bruit de phase et leur faible gigue à haute fréquence. En revanche, leur surface est très grande du fait qu'ils contiennent une inductance. De plus, ces oscillateurs consomment beaucoup d'énergie mais malgré cet inconvénient, les oscillateurs LC demeurent les oscillateurs les plus utilisés dans les applications de radiocommunication du fait de leur faible bruit de phase. Pour cela, nous nous intéressons dans la section suivante aux phénomènes de bruit dans les semi-conducteurs nous amenant directement à l'analyse de la pureté spectrale des oscillateurs. En effet, l'analyse du bruit de phase est une étape primordiale dans l'étude des oscillateurs puisqu'elle permet de déterminer la pureté spectrale de la porteuse afin de proposer des circuits et des solutions technologiques innovantes à faible bruit.

1.7.3 Bruit

Le bruit dans les oscillateurs et, plus précisément, le bruit de phase est le paramètre le plus important à prendre en considération dans la conception de ces circuits. Le bruit des oscillateurs naît du bruit électronique des composants le constituant. Le bruit de phase est un phénomène dû à la conversion des différentes sources de bruit dans les semi-conducteurs autour de la fréquence porteuse générant ainsi une modulation de phase. La conséquence est la variation aléatoire de la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur.

1.7.3.1 Bruit dans les semi-conducteurs

Il existe dans les circuits électroniques de nombreux phénomènes aléatoires. Les incertitudes qui entourent le circuit font aussi intervenir des composantes extérieures au montage telles que les perturbations dans le substrat. L'ensemble de ces évènements rend la réduction du bruit dans un circuit particulièrement complexe et nécessite d'y consacrer une large partie du temps destiné à la conception [Issati, 2011].

1.7.3.1.1 Sources de bruit

1.7.3.1.1.1 Bruit de diffusion

Le bruit de diffusion dans un composant est lié aux propriétés intrinsèques du substrat. Il résulte de l'interaction entre les électrons circulant dans le circuit et le réseau cristallin du semi-conducteur. Il peut être classé en trois types :

- Le bruit thermique : il s'agit d'un bruit blanc nommé aussi bruit de Nyquist. Il est provoqué par les collisions des porteurs de charge. Sa densité spectrale de puissance est constante quelle que soit la fréquence à laquelle le circuit fonctionne.

- Le bruit quantique : ce bruit est également lié à la physique du semiconducteur mais n'intervient que pour une gamme de fréquence très élevée [Paillot, 1991].

- Le bruit d'électrons chauds : il est généré en fonction des conditions de fonctionnement du semi-conducteur. Le phénomène qui entre en action est une variation de la mobilité des électrons et du coefficient de diffusion sous l'effet d'un champ électrique.

1.7.3.1.1.2 Bruit en excès

Le nom de ce bruit vient du fait qu'il s'ajoute au bruit se trouvant naturellement dans les semi-conducteurs et qui est prévisible physiquement. Il provient essentiellement du flux de porteurs qui se déplace dans les couches de semi-conducteur ou à leurs interfaces. On liste trois sortes de bruit en excès : le bruit de scintillation (ou bruit en 1/f), le bruit en créneau et le bruit de génération-recombinaison.

- Le bruit de scintillation : appelé aussi bruit en 1/f ou bruit de « flicker ». Ses origines sont difficilement explicables mais le phénomène peut être quantifié. En l'absence d'une théorie permettant de modéliser ce bruit, l'équation décrivant le bruit de scintillation contient toujours un paramètre empirique. Il se manifeste visiblement comme une fluctuation de la conductivité du matériau [Cheung, 2001] ; [Djahanshahi, 2000]. Pour décrire cette variation, il existe deux hypothèses : la présence du bruit en 1/f est expliqué par Worther [Scholten, 2003] comme étant la variation du nombre de porteurs tandis que Hooge [Yang, 2005] l'explique par un changement de la mobilité.

- Le bruit de génération-recombinaison : il traduit les phénomènes physiques au niveau du semi-conducteur. Ce bruit est généré par les fluctuations de porteurs libres

dans le semi-conducteur. L'origine de ce bruit provient de la génération-recombinaison de paires électron-trou et de la libération et du piégeage de porteurs.

– Le bruit en créneau : il tire son nom de la forme d'onde dont il est la cause et qui ressemble à des signaux carrés bruités dont la fréquence varie. Il porte également les noms de « burst noise » et de « popcorn noise ». L'origine de ce bruit est également difficile à identifier et l'hypothèse généralement retenue est qu'il s'agit d'une contamination du semi-conducteur par des ions métalliques.

1.7.3.1.1.3 Bruit de jonction entre deux semi-conducteurs

Il existe deux types de bruits liés à la jonction de deux semi-conducteurs: le bruit de grenaille et le bruit d'avalanche.

– Le bruit de grenaille ("shot noise"): ce bruit a été décrit par Schottky en 1918 et son origine est liée à la traversée d'une barrière de potentiel par des porteurs de charges ;

– Le bruit d'avalanche : il est causé par la rupture des liaisons atomiques dans le matériau lorsqu'un trop fort champ électrique est appliqué au niveau d'une jonction polarisée en inverse. Ce bruit est caractéristique de l'effet Zener et sa densité spectrale de puissance est semblable à celle du bruit de grenaille multipliée par un facteur multiplicatif compris entre 1 et 10 [Issati, 2011].

1.7.3.2 Le bruit de phase dans les oscillateurs

Le bruit de phase représente une instabilité en phase de l'oscillation. Il se manifeste par l'étalement de la raie autour de la porteuse contrairement au cas idéal caractérisé par un seul pic de Dirac à la fréquence d'oscillation f_0 (figure 1.17).

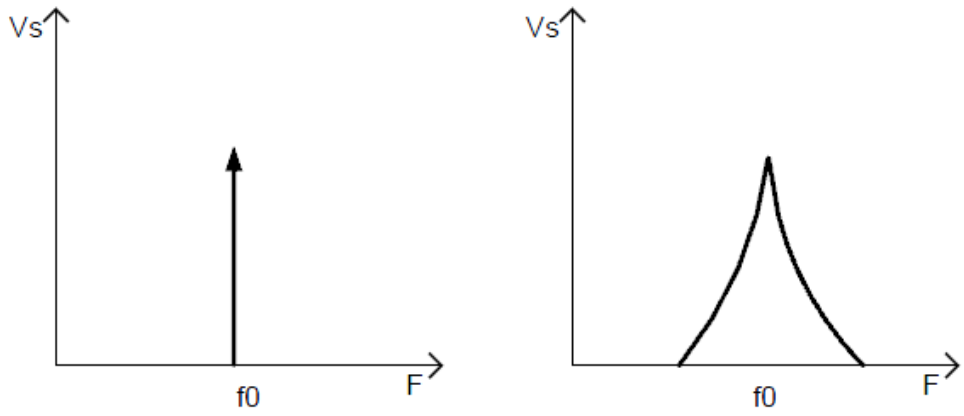

Figure 1.17 Spectre idéal(a) et réel (b) *d'un oscillateur*

En effet, le comportement non linéaire de l'oscillateur crée un mécanisme de mélange des sources de bruit basses fréquences avec le signal d'oscillation. La figure 1.18 explique de manière schématique ce phénomène de conversion de fréquences basses autour de la fréquence d'oscillation f_0. Ce mécanisme de conversion de fréquence est identique à une modulation du signal à la fréquence f_0 par le spectre de bruit basse fréquence. Le signal de sortie de l'oscillateur est donc comparable à un signal modulé en amplitude et en phase (ou fréquence) par les sources de bruit [Cordeau, 2004].

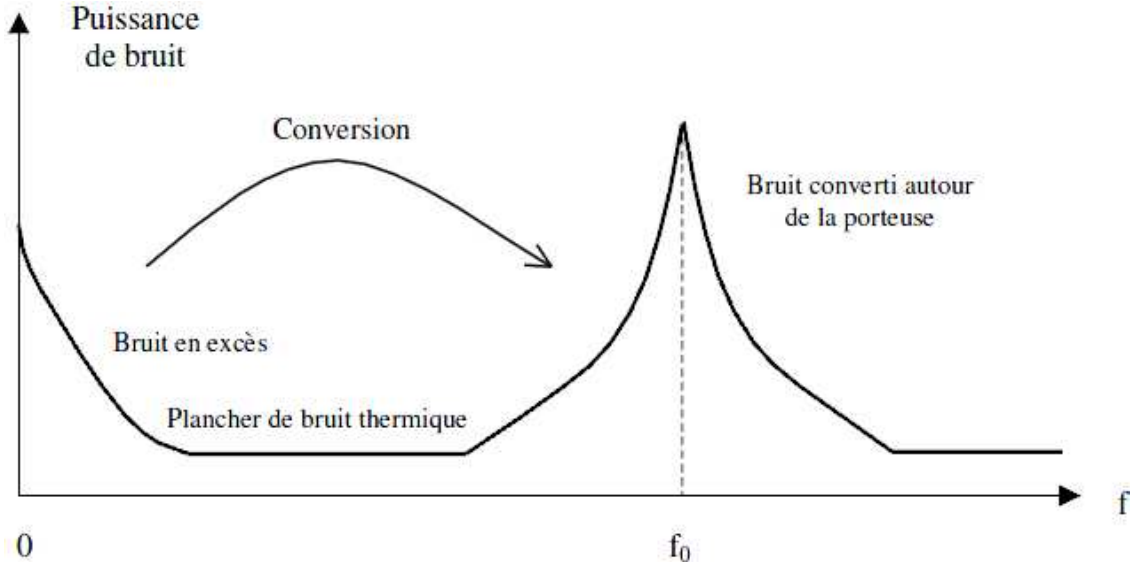

Figure 1.18 Illustration schématique du mécanisme de conversion du bruit basse fréquence a*utour du signal d' oscillation*

D'une façon générale, la tension de sortie d'un oscillateur réel (et donc bruité) est donnée par

$$V_{out}(t) = A(t).f\left[\omega_0 t + \phi(t)\right] \qquad (1.17)$$

où A (t) et ϕ (t) représentent les variations d'amplitude et de phase en fonction du temps et f est une fonction 2π périodique. Or, les variations d'amplitude étant généralement atténuées par les mécanismes de stabilisation présents dans tout oscillateur, le bruit de phase est dominant devant le bruit d'amplitude.

Le bruit de phase se matérialise par un élargissement du spectre fréquentiel du signal de sortie d'un oscillateur, étalement du à la conversion du bruit basse fréquence du circuit autour de la porteuse du fait des non- linéarités de l'amplificateur actif maintenant les oscillations. Utilisé dans un récepteur hétérodyne, ce spectre bruité donne lieu au phénomène de « mélange réciproque » illustré par la figure 1.19. En considérant que le canal adjacent n'est pas ou peu

atténué par le filtre du récepteur, le mélange du signal souhaité et de l'interférence avec le signal d'oscillateur local va conserver les amplitudes et le signal désiré converti risque d'être masqué par l'interférence convertie. En résumé, le bruit de phase de l'oscillateur local va limiter l'immunité du récepteur aux interférences.

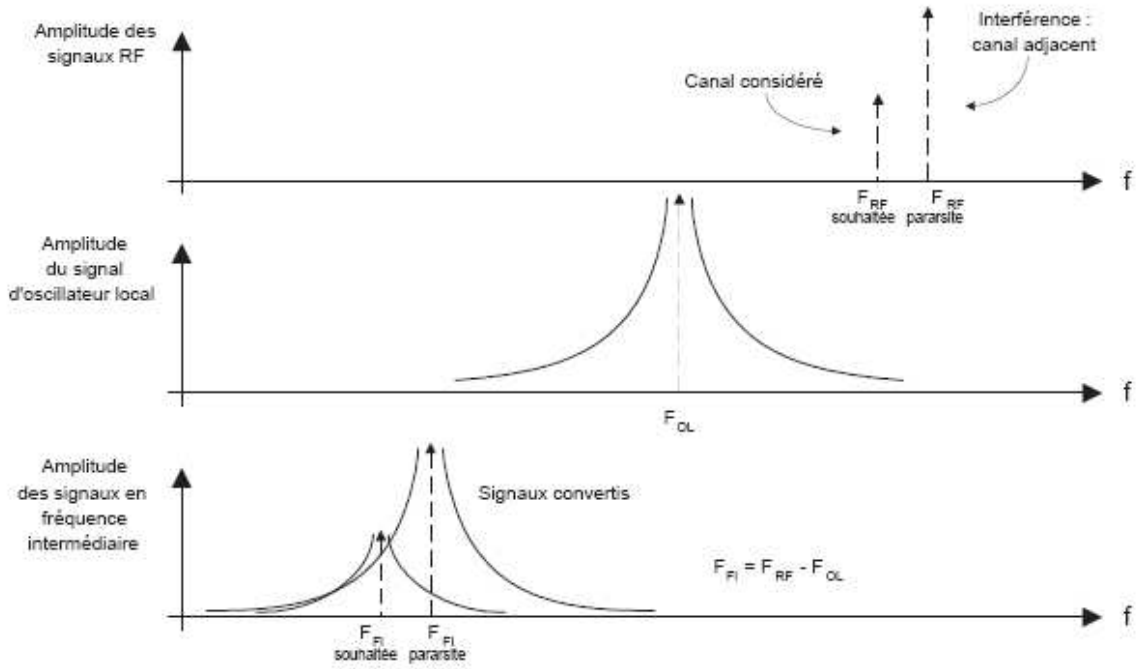

Figure 1.19 Illustration du phénomène de mélange réciproque dû au bruit de phase du VCO

Le bruit de phase est exprimé en dBc/Hz, c'est-à-dire la différence en décibels entre la puissance dans une bande de 1 Hz à $\Delta\omega$ de la porteuse et la puissance de la porteuse, sa densité spectrale s'exprime comme suit :

$$L_{total}(\Delta\omega) = 10\log\frac{P_{sig}(\omega_0 + \Delta\omega, 1Hz)}{P_{porteuse}} \tag{1.18}$$

où ω_0 est la pulsation de la porteuse, $\Delta\omega$ est le décalage par rapport à la porteuse auquel le bruit de phase est calculé, P_{sig} est la puissance par unité de fréquence à la pulsation $\omega_0+\Delta\omega$, et $P_{porteuse}$ est la puissance de la porteuse. On peut noter ici que cette expression tient en faite compte à la fois des fluctuations de phase et d'amplitude. Cependant, l'effet du bruit d'amplitude est réduit par les mécanismes de limitation d'amplitude et peut être éliminé par l'utilisation d'un limiteur sur le signal de sortie. De ce fait, dans la plupart des applications L_{total} pourra être considéré comme égal au bruit de phase et sera donc simplement noté L [Hajimiri, 1998].

1.7.3.3 Modèles de calcul de bruit de phase

De nombreux auteurs ont établi des techniques de calcul ou parfois d'estimation du bruit de phase qui ont l'avantage de mettre en évidence l'influence de certains paramètres de l'oscillateur sur le bruit de phase. Nous allons présenter dans la suite du paragraphe quelques-unes de ces techniques.

1.7.3.3.1 Modèle de Leeson

Le modèle de bruit dit de Leeson-Curtler (du nom de son créateur D. B. Leeson) est un modèle linéaire de prédiction du bruit de phase défini par l'équation suivante [Leeson, 1966] :

$$L\ \{\Delta\omega\} = 10.\log\left[\frac{2FKT}{P_{sig}}\left(1+\left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}\right)^2\right)\left(1+\frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|}\right)\right] \qquad (1.19)$$

Où P_{sig} est la puissance moyenne dissipée dans les parties résistives du résonateur , Q le facteur de qualité en charge du résonateur, F le facteur de bruit, ω_0 la pulsation d'oscillation, T la température, K la constante de Boltzmann, $\Delta\omega$ l'écart entre la pulsation à laquelle est observée le bruit et la pulsation d'oscillation et enfin $\Delta\omega_{1/f}{}^3$ est la pulsation distante de la porteuse pour laquelle la pente du bruit de phase passe de -30 dB /décade à -20dB /décade.

Les spectres du bruit additif ainsi que celui du bruit de phase sont donnés sur la figure 1.20. La zone $1/f^3$ traduit la conversion du bruit en 1/f. La zone en $1/f^2$ dénote la conversion du bruit blanc par l'oscillateur. Dans la zone du bruit plancher (ou bruit thermique), on considère que les effets de la conversion n'interviennent plus [Houdebine, 2006] avec :

$$f_{1/f^3} = f_0/2Q_{ch} \qquad (1.20)$$

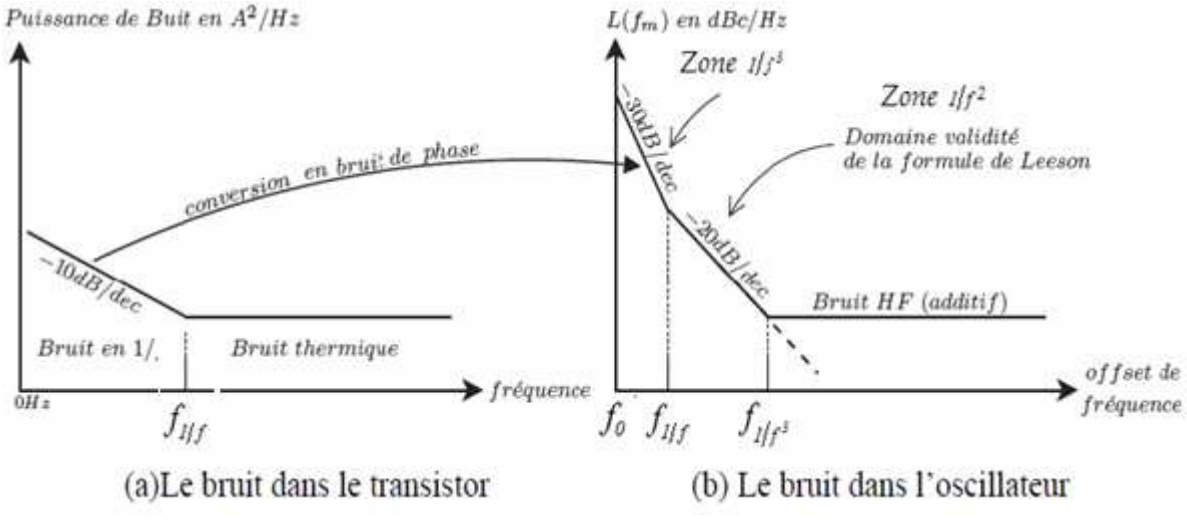

Figure 1.20 Spectre du bruit additif (a) et du bruit de phase d'un oscillateur (b)

La formule de Leeson met donc en évidence l'influence de certains paramètres clés d'un oscillateur sur le bruit de phase. Elle nous permet donc d'affirmer que pour réduire le bruit de phase [Razavi, 1996] il faut :

- Augmenter le facteur de qualité en charge du résonateur.
- Réduire les sources de bruit basses fréquences des composants.
- Augmenter la puissance dissipée dans les parties résistives du résonateur ce qui passe par une augmentation de l'excursion en tension du signal aux bornes du résonateur.

Cependant, ce modèle reste trop simpliste et empirique pour calculer le bruit de phase d'un oscillateur. Son utilisation reste assez délicate puisqu'il utilise des paramètres d'ajustements.

1.7.3.3.2 Modèle de Hajimiri

Ce modèle propose une technique de calcul du bruit de phase basée sur une étude de sensibilité de la phase de l'oscillateur à une injection de courant sur un nœud du circuit.

L'idée est de déterminer la réponse impulsionnelle en phase d'un oscillateur à résonateur LC excité par une injection de courant de faible amplitude à un nœud du circuit.

Cette réponse impulsionnelle est notée $h_\phi(t,\tau)$. Pour des impulsions de faible amplitude assimilable à des courants de bruit, l'oscillateur est considéré comme un système linéaire variant dans le temps. On considère que le signal de sortie de l'oscillateur, peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_s(t) = A(t).\cos\left(2\pi f_0 t + \phi_0 + \phi(t)\right) \qquad (1.21)$$

Avec $\phi(t)$ et $A(t)$ représentant les variations de phase et d'amplitude dues au bruit.

Ainsi, selon l'instant τ auquel est injecté l'impulsion en courant, la réponse en phase de l'oscillateur est différente comme le montre la figure 1.21.

En effet:

- Quand une impulsion est injectée à l'instant où le signal passe par un extremum cette impulsion à un effet minimal sur la phase de l'oscillateur (Figure 1.21 a).
- Quand une impulsion est injectée pendant la transition, elle provoque un décalage en phase important (Figure 1.21 b) .

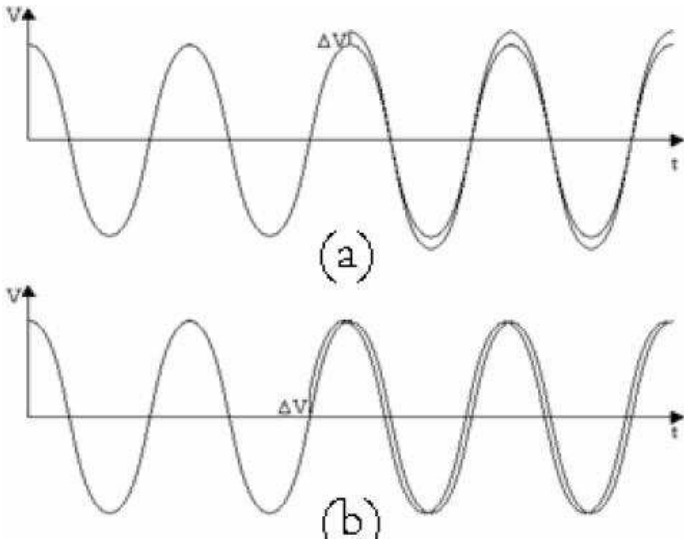

Figure 1.21 *Conséquences d'une impulsion en courant sur la sortie de l'oscillateur (a) au* niveau d'un extremum (b) pendant la transition

La réponse impulsionnelle en phase de l'oscillateur $h_\phi(t,\tau)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$h_\phi(t,\tau) = \frac{\Gamma(\omega_0\tau)}{q_{max}} U(t-\tau) \tag{1.22}$$

Où :

- U(t) est la fonction de Heavyside ;
- $q_{max}=C.V_{max}$: est la variation de charge maximale aux bornes de la capacité du noeud d'injection ;
- $\Gamma(x)$ est une fonction sans dimension, périodique en ω_0, traduisant la sensibilité en phase de l'oscillateur et appelée ISF (Impulse Sensitivity Function).

Cette dernière fonction peut par conséquent être décomposée en série de Fourier, d'où l'expression :

$$\Gamma(\omega_0\tau) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} C_n.\cos(n.\omega_0.\tau) \tag{1.23}$$

Où les C_n représentent les coefficients de Fourier réels.

La connaissance de la fonction $h_\phi(t,\tau)$ permet donc de déterminer la réponse en phase de l'oscillateur à un courant d'entrée arbitraire i(t) injecté à un nœud du circuit :

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_\phi(t,\tau).i(\tau)d\tau = \frac{1}{q_{max}} \int_{-\infty}^{\tau} \Gamma(\omega_0\tau).i(\tau)d\tau \tag{1.24}$$

Où i(τ) représente le courant injecté par la source de bruit.

Considérons maintenant que le courant injecté à un nœud donné du circuit soit sinusoïdal à une fréquence proche d'un multiple de la fréquence d'oscillation, il s'écrit alors :

$$i(t) = I_n.\cos\left[(n\omega_0 + \Delta\omega)t\right] \tag{1.25}$$

où :

- n est un entier,
- ω_0 est la pulsation d'oscillation,
- $\Delta\omega$ est une pulsation petite devant ω_0.

En utilisant les relations (1.28), (1.29) et (1.30), $\phi(t)$ s'exprime alors de la façon suivante :

$$\phi(t) = \frac{I_n C_n.\sin\left[\Delta\omega t\right]}{2.q_{max}} \tag{1.26}$$

Considérons à présent une source de courant de bruit In(t) dont la densité spectrale de courant comprend à la fois un plancher de bruit et une région en 1/f. Ainsi, les composantes de bruit localisées près des multiples entiers de f_0 sont converties en bruit de phase dans le spectre de la tension de sortie v(t) de l' oscillateur. Ainsi, la densité spectrale de bruit de phase en dBc/Hz causée par la conversion du bruit blanc (bruit thermique) à un nœud donné du circuit et à une pulsation $\Delta\omega$ de la porteuse peut être modélisée par l'équation suivante [Rammal, 1993],[Cordeau, 2004] :

$$L(\Delta\omega) = 10\,\mathrm{Log}\left(\frac{\sum_{n=0}^{+\infty} C_n^{\,2}}{q_{max}^{\,2}}\frac{Si_{2f}}{4\Delta\omega^2}\right) = 10\,\mathrm{Log}\left(\frac{\Gamma_{rms}^{\,2}}{q_{max}^{\,2}}\frac{i_n^{\,2}/\Delta f}{2\Delta\omega^2}\right) \tag{1.27}$$

Où :

Si_{2f} représente la densité spectrale de puissance de la source de bruit blanc considérée.

q_{max} la charge maximale au nœud du circuit telle que $q_{max} = C_{éq}\ V_{max}$ ($C_{éq}$ et V_{max} étant respectivement la capacité équivalente et la dynamique maximale en tension au nœud considéré).

Γ_{rms} la valeur efficace de la fonction de sensibilité en phase donnée par l'équation (1.28) :

$$\Gamma_{rms}^{\,2} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\Gamma^2(x)dx \tag{1.28}$$

Le bruit en 1/f³, est quant à lui, issu de la conversion du bruit en 1/f autour de la porteuse. Ce bruit de phase dépend de la composante continue de la fonction Γ(ISF) qui elle-même dépend de la symétrie des signaux de sortie de l'oscillateur. Lorsqu'on réalise un montage différentiel, on constate qu'il faut tenir compte de la symétrie de chaque moitié de circuit car la perturbation peut intervenir sur une seule entrée. De même, une bonne symétrie sur les fronts montants et descendants permet de réduire cette contribution en bruit de phase. La fréquence à partir de laquelle ce bruit n'est plus dominant est définie par l'équation :

$$\omega_{1/f^3} = \omega_{1/f} \cdot \frac{1}{2}\left(\frac{C_0}{\Gamma_{rms}}\right)^2 \tag{1.29}$$

Tel que C_0 représente deux fois la composante continue de Γ.

On obtient alors l'équation suivante pour le bruit de phase dans cette région [Hajimiri, 1998] :

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{{C_0}^2}{{q_{max}}^2} \cdot \frac{Si_{2f}}{8.\Delta\omega^2} \cdot \frac{\omega_{1/f}}{\Delta\omega}\right) \tag{1.30}$$

Le modèle de Hajimiri-Lee est donc plus précis que le modèle de Leeson, mais il est plus difficile à mettre en œuvre. La fonction ISF ainsi que les différentes sources de bruit sont difficiles à déterminer. La fonction ISF peut être déterminée par simulations temporelles. Il faut cependant simuler l'impact d'une impulsion de courant sur le signal en tout point du circuit.

1.7.4 Facteur de mérite

La figure de mérite est un paramètre très important pour comparer les performances en bruit de phase des oscillateurs. Il permet de comparer les oscillateurs en normalisant le bruit de phase par rapport à la fréquence d'oscillation et à la puissance consommée. Il se calcule à l'aide de l'équation (1.34). Plus la valeur absolue du facteur de mérite est forte (plus sa valeur en dB est négative), plus l'oscillateur est stable en fréquence [Bunch, 2001].

$$FOM = L\{\Delta f\}[dBc/Hz] + 10\log(P_{DC}[mw]) - 20\log\left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right) \tag{1.31}$$

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu qu'en modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes d'un réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le diagramme de rayonnement dans une direction souhaitée. Pour ce faire, différentes solutions technologiques ont été proposées incluant l'approche des oscillateurs couplés. Celle-ci est basée sur le contrôle des variations des fréquences d'oscillation libre des deux oscillateurs élémentaires situés aux extrémités du réseau. Ainsi, en contrôlant les variations de ces fréquences d'oscillation libre correctement, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon l'angle de dépointage souhaité.

Dans une deuxième partie, les deux théories les plus répandues modélisant le mécanisme du bruit de phase ont été présentées (Hajimiri-Lee et Leeson). La fonction Γ (ISF) proposée par Hajimiri et Lee permet d'identifier les zones et les instants sensibles au bruit. Elle permet une bonne modélisation du bruit de phase mais reste difficile à mettre en œuvre. La fonction ISF ainsi que les différentes sources de bruit sont difficiles à déterminer contrairement au modèle de Leeson, qui est plus simple et plus limité.

A partir de cette étape, nous avons pu constaté que le bruit de phase est un paramètre clef dans la conception des oscillateurs utilisant un résonateur LC. Aujourd'hui dans le domaine des radiofréquences, les concepteurs de circuits oscillateurs cherchent à atteindre des performances optimum; ceci n'est réalisable qu'à travers une étape d'optimisation. Dans ce contexte, la structure de l'oscillateur choisie pour le réseau d'OCT couplés sera optimisée, dans le chapitre suivant, selon une méthode graphique. Cette dernière permet de visualiser les différentes contraintes imposées par le système tel que la condition d'oscillation, le tuning range et l'amplitude de l'oscillation afin de choisir le dimensionnement permettant une minimisation de bruit de phase avec satisfaction de toutes les contraintes en même temps.

Chapitre 2

ETUDE, CONCEPTION, OPTIMISATION ET *IMPLEMENTATION D'O.C.T. A 6* GHZ EN TECHNOLOGIE BICMOS SIGE 0.25 µM

2.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'idée principale permettant l'orientation du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau consiste à contrôler le gradient de phase qui existe entre les signaux appliqués sur les éléments adjacents du réseau. Ce déphasage peut être contrôlé à l'aide d'un réseau d'oscillateurs identiques et couplés placés devant les antennes, plus précisément via la commande des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs élémentaires situés aux deux extrémités du réseau. Les performances accomplies par ce réseau d'oscillateurs couplés sont liées aux performances d'un seul O.C.T. Pour cela une étude et une optimisation de cet O.C.T est nécessaire.

Dans les dernières années, les études et les conceptions de plusieurs types d'oscillateurs ont suscité l'intérêt de plusieurs concepteurs Radio Fréquence (RF). Certains concepteurs de circuits intégrés RF ont proposé des structures optimisées des VCOs [Akacha, 2009], [Boughanmi, 2007], [Hershenson, 1999], [Ham, 2001], [Wang, 2006]. Les paramètres d'optimisations recherchés sont la stabilité de la fréquence, le facteur de qualité, l'intégration totale et la consommation. En plus de ces paramètres, nous signalons l'importance de la pureté spectrale et du bruit susceptible d'en perturber le fonctionnement et les performances du circuit. En effet, l'optimisation du bruit de phase s'avère très importante. L'optimisation des bruits a été contournée par l'augmentation d'amplitude du signal d'oscillation pour augmenter le rapport signal sur bruit S/B. Mais cette augmentation n'est pas toujours compatible avec la minimisation de la puissance consommée. La pureté spectrale des O.C.T. dans les systèmes de télécommunications modernes est un élément extrêmement critique. C'est la raison pour laquelle il convient d'utiliser des architectures à faible bruit de phase utilisant des résonateurs plutôt que des structures de types OCT en anneau. De plus dans l'optique d'une intégration totale du circuit, les résonateurs sont constitués de la mise en parallèle d'une inductance et d'une capacité (résonateurs LC). Ces oscillateurs LC sont capables de fonctionner à des hautes fréquences (supérieur au giga Hertz), de fournir un faible bruit et de présenter une consommation raisonnable. De ce fait, le développement des systèmes de télécommunications exige de prendre un maximum de précautions dès la phase de conception, afin de permettre l'amélioration de leur pureté spectrale imposée par les besoins toujours croissants.

Nous nous intéressons dans la première partie de ce chapitre, au fonctionnement des oscillateurs, à la technologie utilisée pour l'intégration de l'O.C.T. en incluant une étude des

composants passifs tels que l'inductance et le varactor qui sont des éléments clés de l'oscillateur contrôlé en tension.

La deuxième partie de ce chapitre traite l'optimisation, la conception et la réalisation d'un O.C.T. monolithique différentiel fonctionnant à 6 GHz. L'approche d'optimisation de la pureté spectrale utilisée est basée sur une méthode graphique permettant de visualiser les différentes contraintes imposées par le système telles que la condition d'oscillation, la plage de variation de la fréquence et l'amplitude de l'oscillation. Ceci nous permettra de choisir le dimensionnement et la condition de polarisation optimale tout en minimisant le bruit de phase pour une consommation raisonnable. Nous terminons ce chapitre par la description de la réalisation de l'O.C.T différentiel en technologie NXP QUBIC4X BICMOS SiGe 0.25 µm et nous présenterons les différents résultats de mesures obtenus.

2.2 Conception d'un O.C.T différentiel à 6 GHz

Dans ce paragraphe, nous détaillons une méthodologie de conception d'O.C.T monolithique différentiel. Nous nous attacherons, dans un premier temps, à la présentation du travail effectué sur les composants passifs : inductances et varactors, afin d'optimiser leurs performances.

Nous nous intéresserons, par la suite, à la conception et la réalisation de l'O.C.T en technologie NXP QUBIC4X BiCMOS SiGe 0,25 µm fonctionnant à une fréquence proche de 6 GHz afin de répondre aux spécifications fréquentielles des normes ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Cet O.C.T est également l'élément essentiel constituant le réseau d'oscillateurs couplés dont nous détaillerons la conception dans le troisième chapitre.

2.2.1 *Technologie BICMOS SiGe 0.25 µm*

La technologie BiCMOS prend aujourd'hui une place de plus en plus importante dans le monde des semi-conducteurs. En effet, sa forte densité d'intégration et ses performances dynamiques et statiques permettent de répondre aux contraintes imposées par les nouvelles architectures de systèmes de télécommunications en termes de coût, de montée en fréquence et d'intégration.

L'épaisseur d'oxyde est de 50 Å. La longueur minimale de grille des transistors est 0.25 µm pour une tension d'alimentation nominale de 2.5 V. Cette technologie présente un intérêt

pour la réalisation d'oscillateurs destinés aux télécommunications sans fil grâce à la plus grande dynamique de signal que permet sa tension d'alimentation.

Les améliorations apportées par cette technologie viennent à la fois de l'évolution technologique (réduction des dimensions physiques) et de l'évolution des architectures des transistors. En effet, la technologie CMOS jusqu'alors réservée au numérique permet de répondre actuellement aux contraintes imposées en termes de consommation et de tenue en fréquence [Fong, 2003], [Herzel, 2003], [Mehta, 2003]. Les performances des transistors bipolaires se sont également améliorées avec l'apparition du transistor à hétérojonction Si/SiGe (Silicium/Silicium- Germanium) [Cressler, 1998]. Ainsi, les applications hautes fréquences qui étaient plutôt réservées à l'Arséniure de Gallium (AsGa), peuvent maintenant être réalisées avec une technologie BiCMOS [Madihian, 1997], [Madihian, 1999], [Klepser, 2002], [Klepser, 2003].

La résistivité du substrat est un paramètre important, notamment pour la conception des inductances. En BICMOS 0.25 µm, cette résistivité atteint 200 Ω·cm. Elle joue un rôle de barrière dans la propagation des parasites dans le substrat. Plus la résistance est élevée plus le substrat est isolant et donc meilleur est le comportement inductif, limitant ainsi les effets parasites. Cependant, ce caractère n'est pas constant en fréquence car le substrat se comporte comme un filtre passe-haut. Sa résistivité et sa permittivité permettent de calculer sa fréquence de coupure.

2.2.2 Conception des composants passifs

L'intégration complète des oscillateurs est longtemps restée sans solution du fait de l'impossibilité d'intégrer les composants passifs (principalement les inductances) de façon satisfaisante, ne dégradant pas de manière trop sensible les performances du circuit et particulièrement ses performances en bruit. Mais les technologies désormais disponibles mettent à la disposition du concepteur des composants passifs certes moins performants que les composants externes mais suffisants pour ne pas être un facteur trop limitant des performances. Ainsi, nous étudierons, dans cette partie, la conception d'inductances et de capacités variables afin d'optimiser leur facteur de qualité à la fréquence de travail.

2.2.2.1 Les éléments inductifs

Les inductances jouent un rôle essentiel dans les circuits RF et plus particulièrement dans les oscillateurs contrôlés en tension. Malgré la possibilité d'intégrer des composants passifs

sur silicium, leur niveau d'intégration reste faible par rapport à celui des composants actifs tels que les transistors. Cet état de fait est d'autant plus évident lorsque l'on est en présence d'inductances, et que leur facteur de qualité influe directement sur les performances en bruit de phase de l'oscillateur [Herzel, 2003]. En général, la conception d'une bonne inductance passe par les étapes suivantes :

- Choisir la valeur d'inductance adéquate;
- Minimiser la résistance série;
- Réduire au maximum la superficie;
- Réduire les pertes dans le substrat;
- Obtenir une fréquence de résonance suffisamment élevée par rapport à la fréquence d'oscillation;
- Obtenir un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail.

Une faible résistance série ainsi que des pertes du substrat réduites améliorent le facteur de qualité. Une optimisation de la superficie permet d'une part de diminuer la valeur des éléments parasites modélisant les pertes dans le substrat et d'autre part de réduire le coût. La valeur de l'inductance dépend quant à elle du nombre de spires, de l'espacement entre les spires ainsi que la largeur de la piste de métal. On voit donc que l'obtention d'une inductance optimale est complexe et dépend fortement de la technologie et de la topologie de l'inductance choisie.

Différentes formes d'inductances ont donc été inventées et étudiées, [Yue, 1998], [Tiemeijer, 2001] afin de toujours améliorer leur coefficient de qualité. On peut trouver des inductances aux formes octogonales, carrées, ou quasi-circulaire (très peu de technologies permettent de dessiner des formes parfaitement circulaires). Différentes formes d'inductances couramment vues dans la littérature est présenté en figure 2.1.

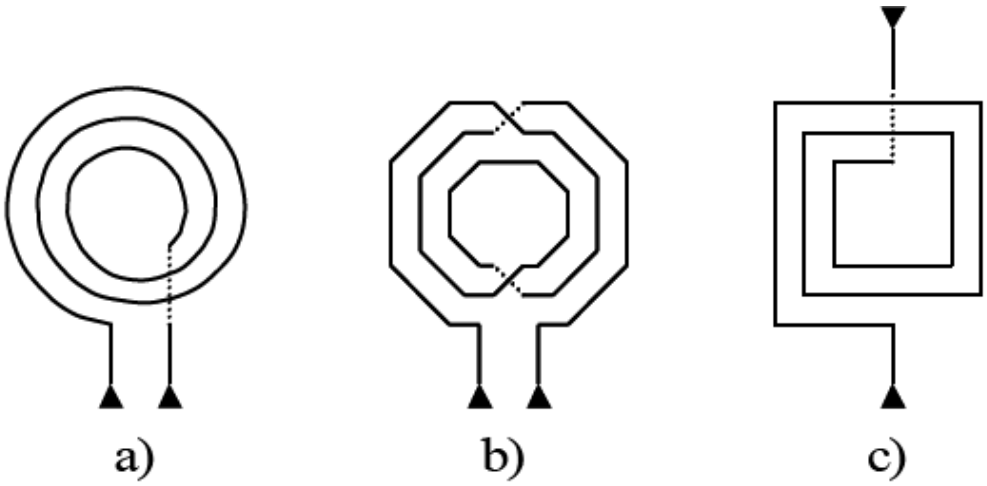

Figure 2.1 *Structure d'inductances* intégrées

Pour l'étude, la forme de la Figure 2.1 b) a été choisie. Ce choix a été motivé par le souhait d'avoir une inductance qui soit la plus symétrique possible afin d'obtenir en sortie de l'OCT un signal purement différentiel. Ceci est impossible avec les deux autres formes présentées. En effet, un dessin de type circulaire améliore la résistance parasite d'une inductance de presque 10 % par rapport à une inductance à enroulement carré de même valeur [Chaki, 1995]. De plus, il est nécessaire, pour le bon fonctionnement des oscillateurs à simple paire croisée, de disposer d'un point milieu sur l'inductance au lieu de l'utilisation de deux inductances «non-couplées ». Ceci permet d'exploiter les bénéfices de l'inductance mutuelle générée par couplage électromagnétique afin d'augmenter la valeur totale de l'inductance sans en augmenter les pertes résistives et ainsi d'économiser de l'espace sur le silicium [Niknejad, 1999].

Il a été montré aussi dans la référence [Danesh, 1998] qu'il est préférable d'exciter une inductance en différentiel plutôt qu'en « single-ended » (lorsqu'un port est connecté au signal et l'autre à la masse) afin d'en augmenter le facteur de qualité. Notre choix s'est donc naturellement porté sur la réalisation d'une inductance différentielle à point milieu qui sera utilisée pour l'implémentation de l'O.C.T. différentiel à 6 GHz dont la conception sera détaillée dans la suite de ce chapitre.

La figure 2.2 montre le modèle électrique équivalent d'une inductance intégrée.

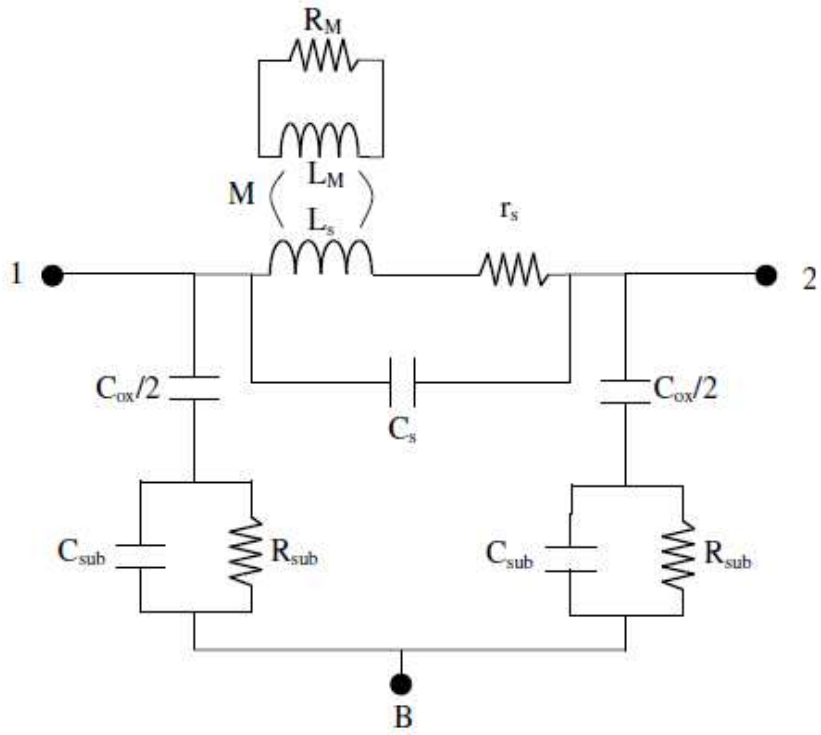

Figure 2.2 *Modèle électrique équivalent d'une inductance simple intégrée*

Avec :

- L_s représente l'inductance planaire ;
- r_s : la résistance série qui prend en compte les pertes dans le métal (résistivité du métal et effet de peau) ;
- R_{sub} : la résistance du substrat par couplage capacitif ;
- R_M : la résistance dans le substrat par couplage inductif (courants de Foucault);
- C_s : est la capacité parasite inter-spires créée entre les différents segments de l'inductance ;
- C_{sub} : la capacité du substrat ;
- C_{ox} : la capacité d'oxyde entre la piste métallique et le substrat. Elle contribue majoritairement à la résonance de l'ensemble au-delà de laquelle l'élément passif ne se comporte pas comme une inductance mais plutôt comme une capacité.

L'amélioration des performances de l'inductance conduit ainsi à un compromis entre la minimisation des pertes résistives dans le métal et dans le substrat par couplage capacitif. En effet, pour diminuer les pertes substrat, il faut impérativement minimiser la capacité d'oxyde

C_{ox}. Pour cela, il faut d'une part utiliser le niveau de métallisation le plus élevé et d'autre part minimiser au maximum la superficie de l'inductance : spire de faible largeur et diamètre vide au centre de l'inductance important. A l'inverse, pour diminuer les pertes ohmiques et donc la valeur de la résistance r_s, il est indispensable d'augmenter la largeur des spires afin d'augmenter leur section.

Lors de l'étude sur le bruit présentée au chapitre1, il est apparu qu'il fallait augmenter le coefficient de qualité en charge du résonateur Q_R (paragraphe 1.7.3.3.1). Or dans la plupart des cas ce coefficient est lié au coefficient de qualité de l'inductance Q, défini par :

$$Q = \frac{\omega L_S}{r_s} \tag{2.1}$$

tel que : ω est la pulsation propre du fonctionnement.

La figure 2.3 montre le dessin des masques de l'inductance :

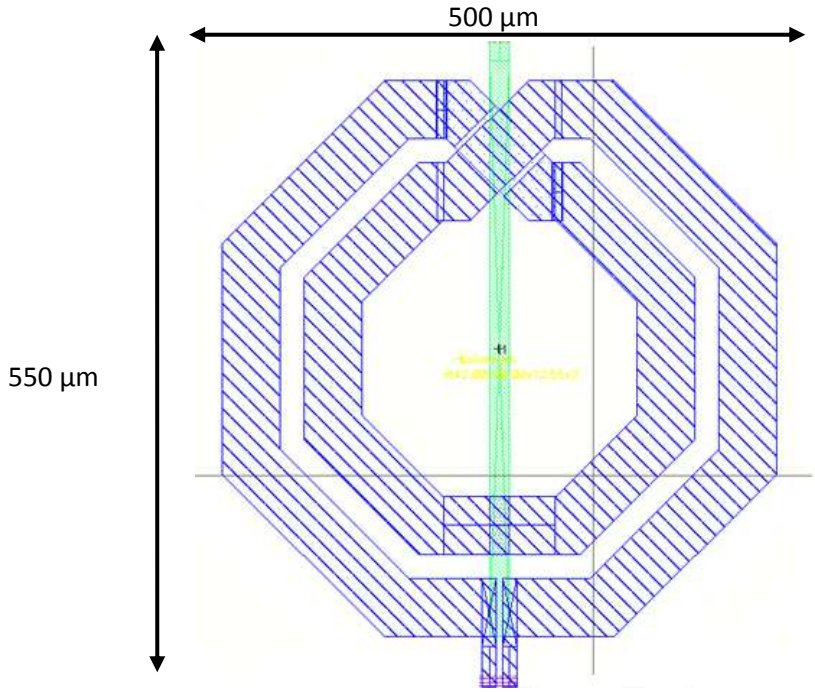

Figure 2.3 Dessin des masques *de l'inductance différentielle.*

Le choix de la largeur des pistes résulte du compromis entre la diminution des pertes résistives et des pertes substrat tout en vérifiant que cette largeur est compatible en terme de densité de courant avec le courant circulant dans cette inductance. Le niveau de métallisation supérieur d'une résistivité de 12 mΩ/carré a naturellement été utilisé afin de minimiser les pertes dans le métal et la capacité d' oxyde. Le choix de l'espacement entre les pistes relève

du compromis entre la diminution de la capacité inter-spires C_s et l'obtention d'une inductance mutuelle suffisamment importante.

Le choix de la structure s'est effectué en se basant sur les caractéristiques des inductances de la bibliothèque fournie par le fondeur en l'occurrence ici NXP Semi-conducteurs. Les inductances présentes dans cette librairie sont définies alors par le nombre de tours N, la largeur de piste W, l'espacement bord à bord entre deux pistes adjacentes S et enfin le rayon de l'inductance R. Pour l'inductance retenue, ces caractéristiques physiques sont énumérées dans le Tableau 2.1.

Tableau 2.1 *Caractéristiques physiques de l'inductance*

Nombre de tours N	2
Largeur de la piste W [µm]	50
Espacement entre deux pistes S [µm]	12
Rayon de l'inductance R [µm]	142

Le facteur de qualité différentiel de l'inductance s'écrit alors [Cordeau, 2004]:

$$Q_{diff} = \frac{Im(Z_{11} + Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})}{Re(Z_{11} + Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})} \tag{2.2}$$

La figure 2.4 montre l'évolution du facteur de qualité de l'inductance en configuration différentielle.

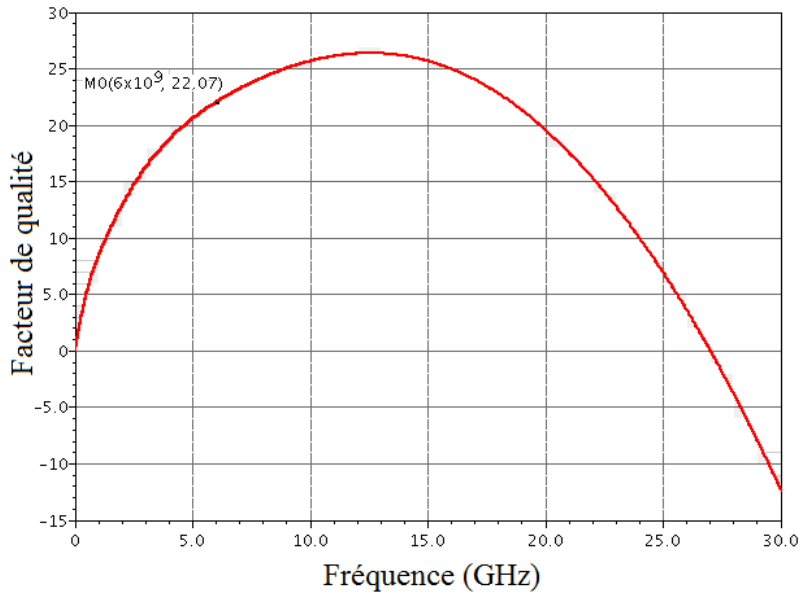

Figure 2.4 *Facteur de qualité simulé de l'inductance.*

Les caractéristiques électriques de l'inductance implantée dans le circuit sont représentées dans le tableau 2.2

Tableau 2.2 Récapitulatif des perfor*mances simulées de l'inductance*

L_s[nH]	1
R_s [Ω]	0.606
Q_{max}	22.1
F_{res} [GHz]	31.92
Dimensions [µm^2]	500*550

Suite à l'exploitation de l'inductance mutuelle générée par le couplage entre les spires, il apparaît donc intéressant d'utiliser l'inductance dans une topologie d'O.C.T. différentielle compte tenu de l'amélioration apportée sur le facteur de qualité De plus, il s'avère utile d'optimiser la largeur des pistes afin de répondre au mieux au compromis entre les pertes résistives et les pertes substrats.

2.2.2.2 Les composants varactors

Mise à part des architectures plus complexes, en général, le varactor est le composant qui permet de varier la fréquence de l'O.C.T. Il présente une capacité dont la valeur varie en fonction de la différence de potentiel appliquée à ses bornes, c'est l'élément incontournable constituant les VCOs.

Actuellement il existe deux principaux types de varactors intégrables : la diode varactor dont la jonction P/N est polarisée en inverse et plus récemment, le varactor MOS qui utilise les caractéristiques de la capacité grille-canal du transistor MOS.

D'une manière générale, un varactor de qualité est défini par :

- Un rapport C_{max}/C_{min} maximum sous une tension de commande minimale, assurant ainsi une plage de fonctionnement la plus large possible ;
- Un comportement C=f(V) le plus linéaire possible ;
- Un facteur de qualité Q_v maximal à la fréquence de travail.

Dans les pragargraphes ci-dessous, les caractéristiques générales de ces deux types de varactors seront décrites brièvement afin d'orienter au mieux notre choix pour la conception des O.C.T. à 6 GHz.

2.2.2.2.1 Diode varactor P+/N

Comme nous l'avons spécifié précédemment, son principe réside dans la polarisation en inverse d'une jonction P/N dont la capacité s'exprime de la manière suivante [Jacquinot, 2001], [Winch, 1982] :

$$C_{jv} = C_{j0}\left(1+\frac{V}{\phi}\right)^{-\gamma} \tag{2.3}$$

Avec :

- C_{j0} : la capacité de la diode à tension de polarisation nulle,
- γ: coefficient de jonction,
- V : tension de polarisation de la diode,
- ϕ : potentiel de diffusion.

La figure 2.5 montre la coupe de la diode varactor de la bibliothèque fournie par le fondeur en l'occurrence ici NXP Semi-conducteurs. On constate que la diode varactor est réalisée par un caisson dopé N dans lequel sont implantés des barreaux dopé P+.

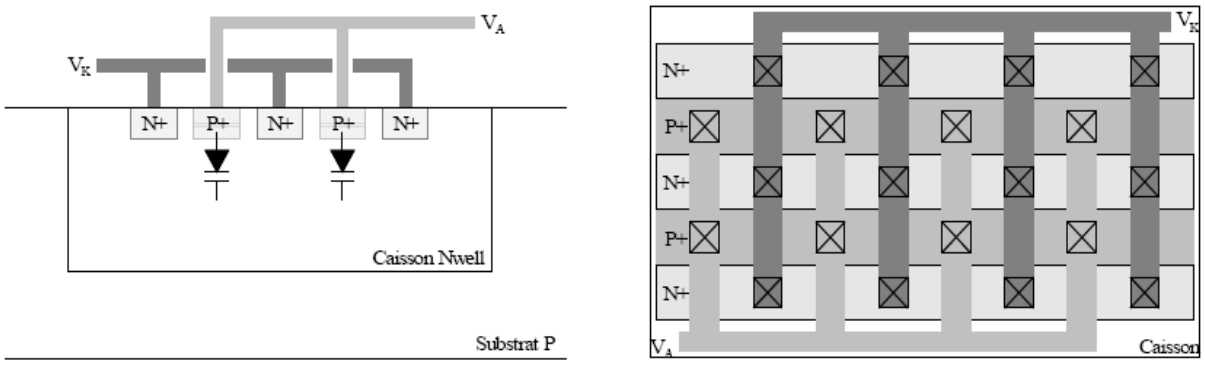

Figure 2.5 Vue en coupe et de dessus de la diode P^+/N

La diode varactor est paramétrable grâce au nombre de barreaux P+, à la largeur et à la longueur de ces barreaux. Ainsi, la valeur de la capacité obtenue est directement proportionnelle au produit W*L (largeur*longueur des barreaux) ainsi qu'au nombre de doigts (nombre de barreaux P^+). De plus, la minimisation de la résistance R_s passe par le choix d'un nombre de doigts suffisant (mise en parallèle des résistances).

Cependant, pour ce type de varactor un compromis existe entre l'optimisation de la plage de fréquence et celle du facteur de qualité.

Il est impossible d'obtenir à la fois une grande variation de capacité et un fort facteur de qualité. En effet, pour privilégier le facteur de qualité, il faut diminuer la largeur des barreaux P^+ puisque dans ce cas, la résistance série R_s est minimisée. Par contre, l'augmentation de l'effet de la diode paramétrique a pour effet de rajouter une capacité en parallèle sur la diode surfacique et ainsi de diminuer la plage de capacité et donc la bande de fréquence. A l'inverse, une augmentation de la largeur des barreaux privilégie la bande de fréquence au détriment du facteur de qualité. Les dimensions physiques du varactor sont donc choisies en fonction de l'application visée [Wang, 2006].

Il existe deux schémas classiques d'implantation de diodes varactors dans un O.C.T de type LC différentiel, ces deux configurations sont illustrés dans la figure 2.6 :

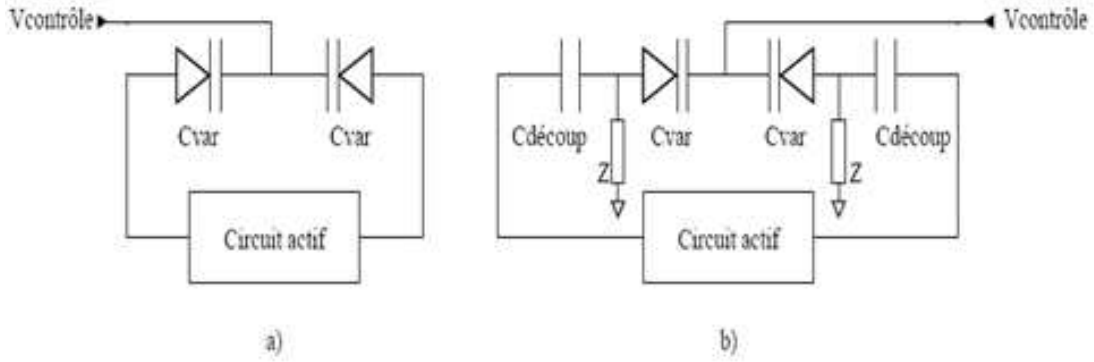

Figure 2.6 *Schémas d'un étage à diode P^+*/N

Le composant Z permet de connecter le nœud flottant entre capacité fixe et varactor et la polarisation (dans ce cas : la masse). Z peut être soit une inductance de choc soit une résistance.

Le principal défaut du schéma de la Figure 2.6 -a) est sa sensibilité au bruit BF issu du circuit actif. Si une perturbation arrive sur l'O.C.T via $V_{contrôle}$, elle est directement vue par les varactors qui vont transcrire ce bruit en des variations de fréquences et donc en bruit de phase. Contrairement au cas de la figure 2.6 -b) où la capacité de découplage et l'impédance Z forment un filtre passe haut qui laissera passer le bruit issu des diverses sources dont la fréquence est supérieure à la fréquence de coupure. Cependant ce montage a l'inconvénient de la nécessité de plus de capacités. Dans certains montages, dont la fréquence de

fonctionnement est élevée, elles vont amener à une réduction de l'excursion de fréquence possible.

2.2.2.2.2 Varactor MOS

Ce type de varactors a fait son apparition dans la littérature [Winch, 1982], [Maget, 2003], [Maget, 2002], [Andreani, 2000], [Porret, 2000], [Andreani, 1999], [Andreani, 1998]. Il utilise la capacité grille-canal du transistor MOS comme capacité variable. En effet, un transistor MOS (N ou P) dont le drain, source et le substrat sont court-circuités, forme une capacité variable en fonction de la tension V_{GS}. Cette capacité est composée de la capacité d'oxyde du transistor MOS en série avec la capacité du canal située sous l'oxyde de grille. On distingue alors trois zones de fonctionnement comme il est décrit sur la figure 2.7 (nous nous intéresserons uniquement au cas du transistor NMOS) :

- **La zone d'accumulation** se crée lorsque la tension V_{GS} est négative. Dans cette zone, les trous s'accumulent sous la grille et la capacité équivalente est proche de C_{ox}.
- **La zone de déplétion** pour laquelle se crée une zone de charges fixes (atomes donneurs ayant perdu leur électron) sous la grille dont la profondeur augmente avec la tension V_{GS}. Ce phénomène revient à mettre en série une capacité avec C_{ox}, diminuant ainsi la capacité totale.
- **La Zone d'inversion** pour laquelle la profondeur de la zone de charge d'espace diminue à mesure que la tension V_{GS} augmente. La valeur de la capacité en série devient alors rapidement grande devant la capacité d'oxyde faisant ainsi converger la capacité totale vers cette dernière. La densité d'électrons est alors importante sous la grille. Cependant, le varactor n'est pas exploitable dans ces conditions pour des applications de type O.C.T. En effet, comme le montre la Figure 2.7, si l'amplitude du signal appliqué sur la grille du transistor est relativement grande (ce qui est généralement le cas dans les O.C.T.), alors le transistor entre en zone d'accumulation ce qui a pour effet d'augmenter la capacité moyenne et ainsi de réduire la plage de fréquence qui peut être obtenue. En conséquence, afin de supprimer ce phénomène, il faut s'assurer que le transistor n'entre pas en zone d'accumulation sur une large plage de la tension de grille. Pour ce faire, il suffit de relier drain et source ensemble et de connecter le substrat à la masse. Cette structure porte le nom de « Inversion mode MOS ou I-MOS » [Maget, 2002]. La caractéristique du I-MOS est également montrée sur la Figure 2.7.

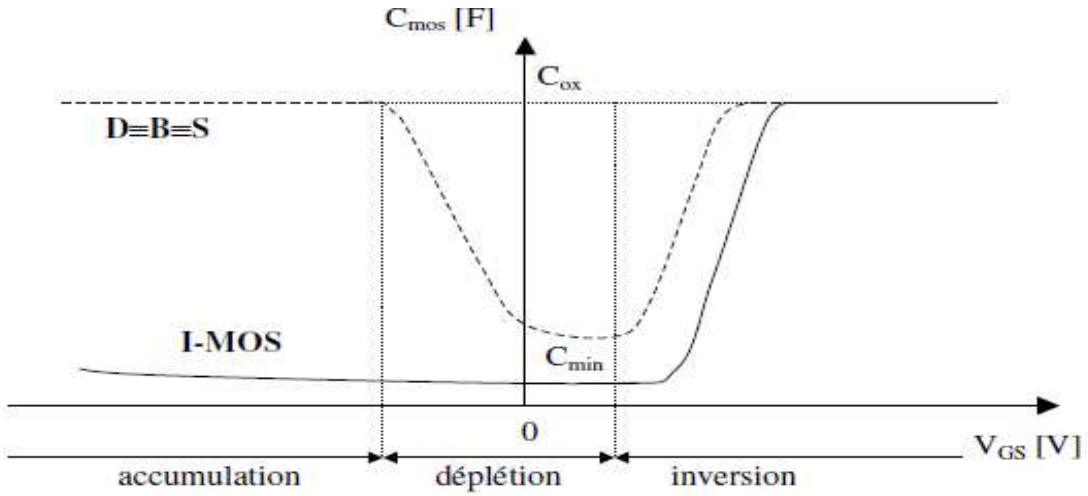

Figure 2.7 Variation de la capacité du MOS en fonction de V_{GS} pour deux configurations différentes du transistor *(D≡B≡S et I-*MOS) .

La valeur de la capacité maximale est C_{ox} qui a pour expression :

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox} WL}{t_{ox}} \tag{2.4}$$

Où

- ε_{ox} est la permittivité de l'oxyde ;
- t_{ox} est l'épaisseur de l'oxyde ;
- W est la largeur de grille ;
- L est la longueur de grille.

Ainsi, la taille du transistor peut être optimisée afin d'obtenir la valeur de capacité souhaitée. Cependant, pour une surface de grille donnée (W*L fixé), il convient d'optimiser les valeurs de L et W afin de minimiser l'effet des capacités de bord et des capacités «d'overlap» entre la grille et les régions LDD (Low Dopped Drain), permettant ainsi d'obtenir le meilleur rapport C_{max}/C_{min} possible. En effet, ces capacités sont en parallèle sur la capacité du MOS et détériorent par conséquent le rapport C_{max}/C_{min} et par la même, la plage de fréquence de l'O.C.T. [Maget, 2003]. Le facteur de qualité du varactor peut lui aussi être optimisé en fonction des dimensions du transistor comme indiqué dans les références [Andreani, 1999], [Andreani, 1998].

2.2.2.2.3 Choix du Varactor

Trois principaux paramètres permettent de juger la qualité de varactors : le rapport C_{max}/C_{min}, le facteur de qualité et la linéarité de la caractéristique C(V).

Le rapport C_{max}/C_{min} est plus important pour les varactors MOS que pour les varactors diodes, et ce, quels que soient leurs modes de fonctionnement. Typiquement, le rapport C_{max}/C_{min} d'un varactor MOS est de l'ordre de 3.3 alors que celui de la diode varactor est égal à 2 [Andreani, 2000]. Donc, pour couvrir une large bande de fréquence, on privilégiera les varactors MOS.

Le facteur de qualité est très dépendant de la technologie et du dessin des masques du composant pour émettre une préférence catégorique sur le choix de tel ou tel type de varactors. Cependant, plus la fréquence augmente, plus le coefficient de qualité diminue. Il faut alors des varactors à faible capacité surfacique pour réduire la diminution du Q. On s'orientera dans ce cas vers des varactors diodes.

Concernant la caractéristique C = f(V), il apparaît clairement que la diode P+/N varie beaucoup plus linéairement que le varactor MOS : la variation de la capacité ne se fait que sur une plage de tension de contrôle très faible de l'ordre de quelques centaines de millivolts. De plus l'excursion entre C_{max} et C_{min} étant plus grande, la zone de transition est très raide et donc le changement de fréquence s'effectuera sur une courte plage de tension.

Le tableau 2.3 compare les principaux paramètres des deux types de varactors.

Tableau 2.3 Comparaison des principaux paramètres des deux types de varactors

	Diodes	**MOS**
Rapport C_{max}/C_{min}	-	+
Facteur de qualité Q_v	En fonction de la fréquence de fonctionnement	
Linéarité	+	-

Compte tenu de la technologie que nous utilisons (BiCMOS SiGe 0,25 µm), et de la bande de fréquences utilisées, nous avons opté pour des varactors diodes pour privilégier les performances en bruit de l'O.C.T. De plus, suite aux propriétés illustrées sur le tableau 2.3, les circuits utilisant des varactors à base de transistors MOS présentent une meilleure excursion en fréquence que ceux à base de diodes. Cependant, dans le cadre de notre application la plage de variation de la fréquence à couvrir n'est pas aussi étendue ce qui favorise l'utilisation des diodes varactors.

La structure de la figure 2.6-b a été utilisée. Le composant Z est formé par une résistance de valeur 280Ω et la capacité de découplage est choisie de l'ordre de 1.5 pF.

Pour la diode varactor un compromis existe entre l'optimisation de la plage de fréquence et celle du facteur de qualité. Il est impossible d'obtenir à la fois un fort facteur de qualité et une grande variation de capacité [Hutu, 2011]. Les dimensions physiques de la diode sont donc choisies en fonction de l'application visée. Pour la commande d'un réseau d'antennes et afin de dimensionner les diodes varactors intégrées dans notre O.C.T, nous avons privilégié le facteur de qualité. Pour cela, la largeur des barreaux P^+ a été diminuée ce qui minimise la résistance série R_s.

La figure 2.8 montre les résultats de simulation, effectués avec « Cadence », de la valeur de la capacité et du facteur de qualité en fonction de la tension de commande.

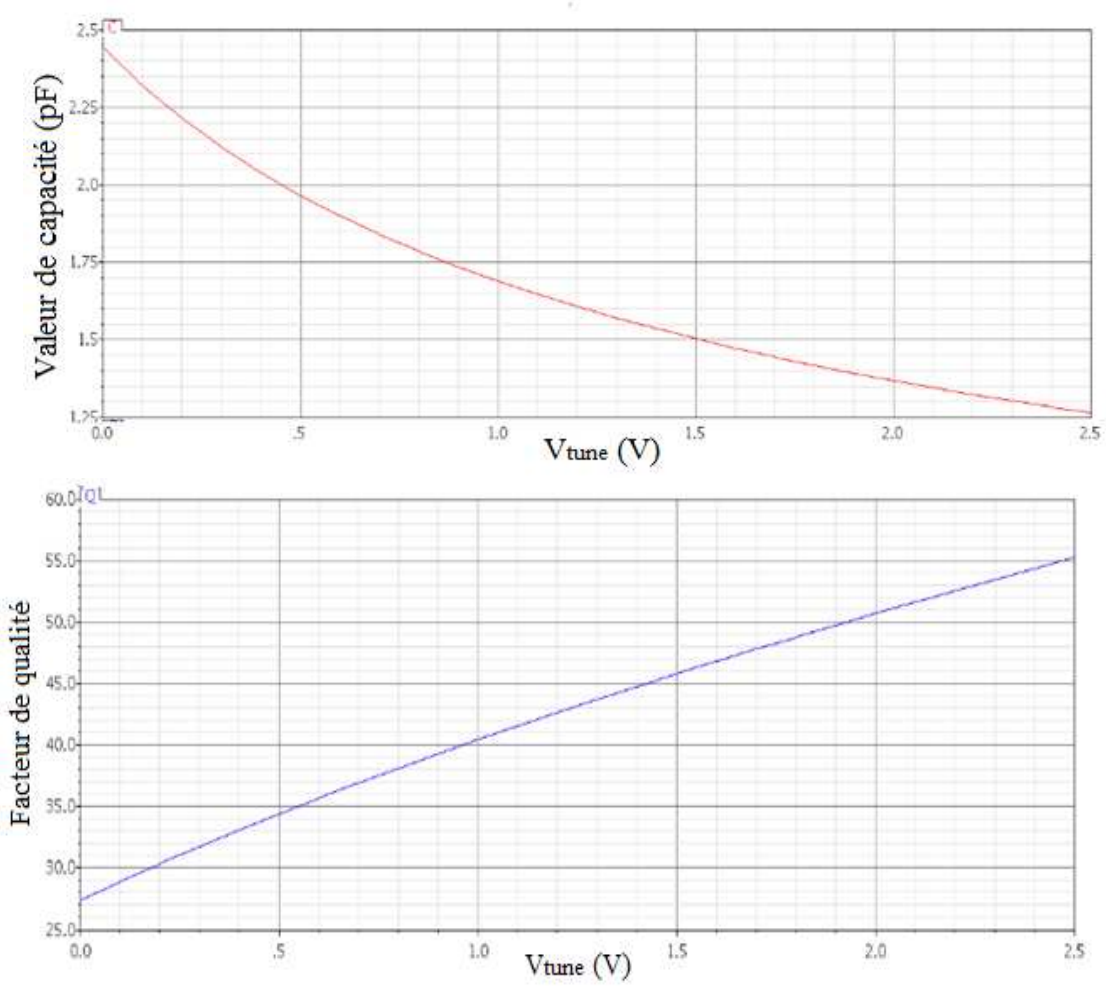

Figure 2.8 Variation de la capacité C et du facteur de qualité Q en fonction de la tension de commande.

Le tableau 2.4 récapitule les performances simulées de la diode varactor :

Tableau 2.4 : Récapitulatif des performances simulées du varactor

C @ V_{ctrl} = 0.75 V [pF]	1.7
C_{max}/C_{min}	2
Q @ 6.15 GHz (V_{ctrl} = 0.9 V)	41

2.2.3 Conception et *optimisation d'un* O.C.T. différentiel à 6 GHz

La réalisation des fonctions analogiques radiofréquences performantes en terme de bruit avec les nouvelles technologies est devenue très difficile du fait des exigences et des besoins toujours croissants et présente un véritable défi. Une étape d'optimisation est alors primordiale pour un circuit intégré.

Dans cette partie, nous décrirons la conception d'un O.C.T. monolithique différentiel, réalisé avec la technologie QUBIC4X BiCMOS SiGe 0,25 µm. Cet O.C.T. fonctionne à une fréquence proche de 6 GHz afin de répondre aux spécifications fréquentielles des normes ETSI. Il est également l'élément essentiel constituant le réseau d'oscillateurs couplés dont nous détaillerons la conception dans le troisième chapitre.

Dans ce paragraphe, il sera tout d'abord présenté la topologie de l'O.C.T. Par la suite, une optimisation en bruit de phase de l'O.C.T. sera faite. Cette optimisation se base principalement sur une méthode graphique qui visualise les différentes contraintes de conception dans un même plan. Nous justifierons ensuite le choix des éléments constitutifs de ce circuit afin de permettre son intégration complète sur Silicium. Nous terminerons par la description de la réalisation de l'O.C.T et la présentation des résultats de mesures en boitier effectués.

2.2.3.1 Topologie choisie

Deux structures d'O.C.T différentiels avec résonateur LC ont été étudiées dans le chapitre 1 (paragraphe 1.7.2) : la simple et la double paire croisée. Il s'est avéré plus intéressant de concevoir et d'implémenter un oscillateur à simple paire croisée. Ce choix a été conditionné par le fait que notre objectif est de concevoir et réaliser un réseau d'OCTs couplés dont la modélisation système est très importante pour l'extraction des équations dynamiques. L'OCT simple paire croisée présente une structure simple ainsi qu'une modélisation aisée.

Le circuit actif permettant de compenser les pertes associées au résonateur peut être constitué soit de transistors NMOS soit de transistors PMOS. Cependant, les transistors NMOS offrent les meilleures performances de bruit de phase, ce qui peut s'expliquer par la plus grande mobilité des porteurs pour ce type de transistors [Mira, 2004]. Le temps d'ouverture des transistors étant plus faible, ils injectent moins de bruit dans le circuit même si le bruit 1/f des NMOS est plus fort que celui des PMOS.

Le schéma électrique du circuit est donné sur la figure 2.9.

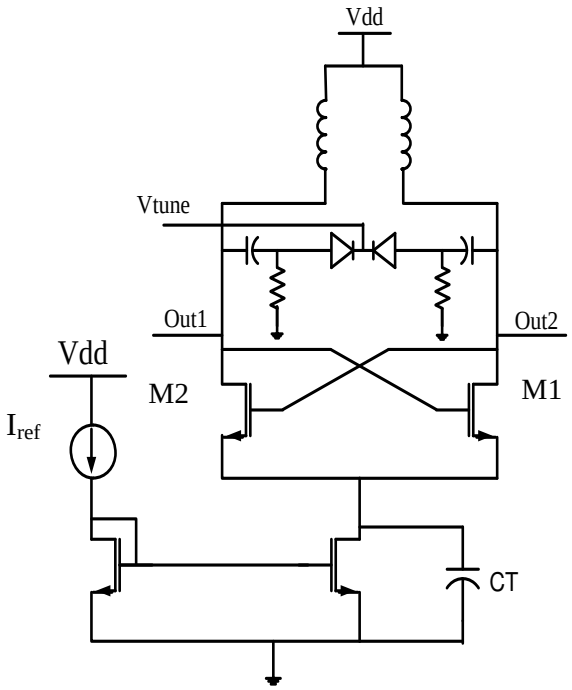

Figure 2.9 *Schéma électrique de l'O.C.T. différentiel*

La topologie choisie s'appuie sur une structure différentielle simple paire croisée, basée sur un résonateur LC, dans lequel les transistors M_1et M_2 sont identiques et équivalents à une résistance négative égale à -2/gm permettant de compenser les pertes associées au circuit résonnant, formé par une inductance différentielle et de deux diodes varicap montées en cathode commune détaillées dans la section précédente. Pour obtenir une oscillation stable, la condition est donc que la valeur absolue de la résistance négative du circuit actif soit égale ou supérieure à la résistance parasite totale. Le choix de la structure différentielle se justifie à différents titres :

- Les contraintes circuits liées aux conditions de démarrage des oscillations sont moins importantes que dans le cas des O.C.T. "single ended" ce qui rend leur intégration plus simple [Aparicio, 2002] ;

- La réjection des sources de bruit de mode commun, comme le bruit lié au substrat et à l'alimentation, est augmentée de part leur nature différentielle ;
- De plus, la limite théorique du déphasage qui peut être obtenu en utilisant un réseau d'O.C.T. "single ended" est seulement de ± 90 °. Ainsi, il semble intéressant d'utiliser des oscillateurs différentiels couplés puisque, dans ce cas, la limite théorique du déphasage est de 360 ° due au caractère différentiel du réseau. Ainsi, l'utilisation d'un tel réseau permet un contrôle continu du déphasage de 360 ° conduisant ainsi à une meilleure efficacité du réseau d'antennes commandé.

Pour ce type d'oscillateur, un circuit de contrôle de courant est utilisé. Ce dernier est réalisé à l'aide d'un miroir de courant NMOS classique et permet de fournir le courant de polarisation (I_{bias}) nécessaire. L'architecture de la source de courant utilisée est donnée par la figure 2.10. Elle est constituée d'un miroir de courant à transistors NMOS, des capacités C_G et C_T et d'une référence de courant I_{ref} externe.

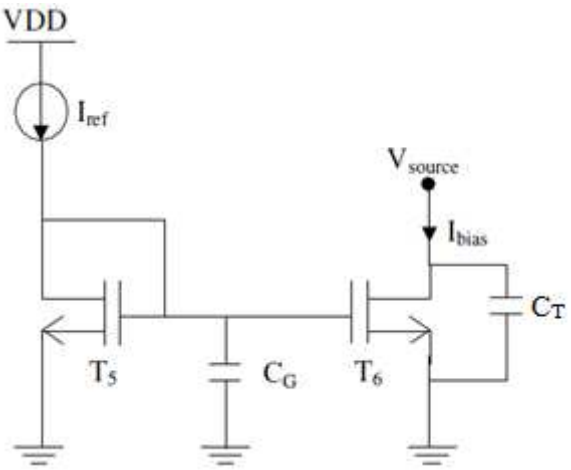

Figure 2.10 Architecture de la source de courant I_{bias}

Du fait de la forte impédance d'entrée des transistors MOS, aucun courant de fuite n'existe dans la structure. La recopie du courant entre I_{ref} et I_{bias} est donc pratiquement parfaite. De plus, une augmentation de la longueur de grille de T_6 permet d'augmenter la valeur de sa résistance de sortie et ainsi de rendre la valeur de I_{bias} quasiment indépendante de sa tension V_{DS}.

Le rapport entre la largeur W du transistor T_5 et celle de T_6 est de 1/5 ce qui permet d'obtenir un courant I_{bias} suffisamment grand permettant de démarrer l'O.C.T avec une référence de courant I_{ref} minimale sachant que plus que le courant I_{bias} est important plus

l'O.C.T démarre rapidement. Ceci permet également de réduire significativement la taille totale du miroir de courant.

La valeur de la longueur de grille L de T_6 est choisie suffisamment grande pour les raisons spécifiées précédemment. Cependant, afin de garantir un V_{dsat} le plus faible possible, afin d'augmenter l'amplitude du signal d'oscillation et donc augmenter le rapport signal sur bruit S/B, le rapport W/L du transistor T_6 doit être maximisé. La valeur de W est donc choisie en conséquence.

De plus, en la présence de la capacité C_F, le bruit majoritaire généré par la source de courant est le bruit en 1/f du transistor T_6. Il convient donc d'augmenter le produit W*L de ce transistor afin de minimiser la contribution de la source de courant au bruit de phase total.

Les dimensions des transistors T_5 et T_6 sont données dans le tableau 2.5.

Tableau 2.5 Dimensions des transistors du miroir de courant

	T_5	**T_6**
W [µm]	10	10
L [µm]	1.5	1.5
Nombre de transistors en parallèle	10	50

La valeur de l'intensité du courant I_{bias}, déterminée par le courant de référence injecté dans le miroir de courant, est choisie en fonction de l'application visée. En effet, si on cherche à obtenir un bruit de phase minimum, le courant doit être maximisé tout en restant dans la zone de fonctionnement dite limitée en courant. La consommation de l'O.C.T. devient alors être relativement importante. C'est la raison pour laquelle le courant I_{bias} est généralement choisi en faisant un compromis entre le bruit de phase et la consommation.

La capacité C_G, connectée à la grille commune des transistors, permet de filtrer le bruit issu du transistor T_5 et de la référence I_{ref}. La valeur de cette capacité devra être relativement importante afin de présenter une faible impédance à la fréquence d'oscillation, elle a été choisie égale à environ 50 pF. La valeur de la capacité C_F est de 10 pF. Ces deux capacités ont été réalisées en utilisant des capacités MIM dont la densité d'intégration est élevée (jusqu' à 4 $fF/\mu m^2$).

Après avoir présenté la topologie de la structure choisie nous nous détaillerons l'approche d'optimisation adoptée.

2.2.3.2 *Approche d'optimisation de l'O.C.T.*

Le processus d'optimisation consiste à la minimisation du bruit de phase tout en répondant aux différentes contraintes de conception tels que la condition de démarrage, l'amplitude d'oscillation et la plage de variation de fréquence. Néanmoins, dans [Ham, 2001], le courant de polarisation de l'O.C.T, qui est un paramètre important pour l'optimisation du bruit de phase, est choisi arbitrairement par le courant maximum autorisé par les spécifications. Ce choix ne constitue pas une stratégie d'optimisation optimale. En effet, rappelons qu'un modèle de bruit de phase simplifié et largement utilisé sépare le comportement de l'amplitude en fonction du courant de polarisation en deux modes d'opérations nommés : régimes à tension limitée et à courant limité [Hajimiri, 1999]. Le bruit de phase dans ces deux régimes est donné par le système suivant :

$$L(\Delta\omega) \approx \begin{cases} L^2 g_L^{\,2} / I_{bias} \rightarrow I - \text{limité} \\ L^2 I_{bias} / Vdd^{\,2} \rightarrow V - \text{limité} \end{cases}$$

Avec I_{bias} est le courant de polarisation, Vdd est la tension d'alimentation et g_L est la conductance parallèle équivalente du résonateur.

Ainsi, le bruit de phase diminue dans le premier régime jusqu'à atteindre le point de transition stable située entre les deux régimes. Ainsi, le courant de polarisation correspondant à des performances optimales en termes de bruit de phase et de puissance consommée est situé à l'intersection de ces deux régimes.

Compte tenu de ces considérations, l'objectif de cette partie est premièrement, de déterminer la condition de polarisation de l'O.C.T optimale à partir d'une analyse tridimensionnelle du bruit et deuxièmement, à partir de ce courant optimal, d'utiliser la méthode d'optimisation graphique proposée dans [Ham, 2001] et d'adapter à la structure de l'O.C.T choisie.

L'approche adoptée pour optimiser l'O.C.T. en bruit est basée sur les étapes suivantes :

- Détermination du modèle de l'O.C.T. ;
- Détermination de la condition de polarisation optimale ;

- Optimisation graphique du bruit de phase ;
- Estimation du bruit de phase en utilisant les paramètres optimaux trouvés.

Le processus de modélisation et d'optimisation de la topologie de l'O.C.T. choisie sera détaillé et analysé étape par étape dans les sections suivantes.

2.2.3.2.1 *Détermination du modèle de l'O.C.T.*

Afin de concevoir un oscillateur LC satisfaisant les contraintes de la condition de démarrage, de l'amplitude d'oscillation, de la dissipation de puissance, de la plage de variation de la fréquence, de la surface d'intégration et du bruit de phase, une mise en équation est nécessaire. Pour cela, on a besoin de modéliser les composants constituant la structure de l'O.C.T différentiel.

2.2.3.2.1.1 Modèle du varactor

Le schéma équivalent de la diode varactor est équivalent à une capacité variable C_v en série avec une résistance R_{sv}. La variation de la capacité en fonction de la tension de contrôle est supposée linéaire et la paramètre r_v exprime le rapport C_{max}/C_{min}. Ce rapport est déjà déterminé par les simulations sous cadence et nous avons vu précédemment qu'il est égal à 2. La figure 2.11 présente le modèle du varactor en série avec une conductance parallèle g_v.

$$r_V = \frac{C_{max}}{C_{min}} \tag{2.5}$$

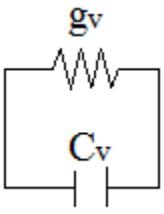

Figure 2. 11 Modèle équivalent de la diode varactor

La conductance parallèle équivalente de la capacité,g_v , est donnée par :

$$g_V = \frac{C_v \omega}{Q_v} \tag{2.6}$$

Où : Q_V représente le facteur de qualité de la capacité et ω représente la fréquence d'oscillation.

2.2.3.2.1.2 Modèle de l'inductance

Le modèle électrique simplifiée d'une inductance intégrée est illustré par la figure 2.12, appelé modèle en PI équivalent.

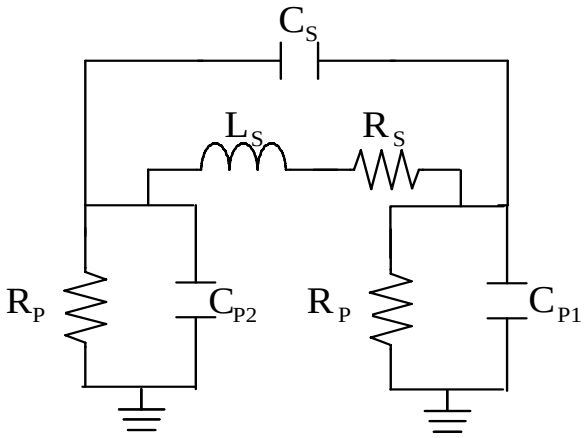

Figure 2.12. Modèle en PI parallèle.

La conductance parallèle équivalente de l'inductance, g_L, est donnée par :

$$g_L = \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega L_s)^2} \tag{2.7}$$

Avec R_p et R_s sont les éléments parasites de l'inductance.

2.2.3.2.1.3 Modèle du transistor

Le modèle du transistor MOS, est écrit sous forme d'équations [Her, 1999], [Ham, 2001]. L'expression de la transconductance g_m du modèle du transistor MOS à canal court, est la suivante :

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} W.L.I_d} \tag{2.8}$$

avec µ est la mobilité, C_{ox} représente la capacité d'oxyde, L et W correspondent, respectivement, à la longueur et la largeur du transistor, I_d est le courant circulant du drain à la source.

La conductance de sorties g_d a pour expression [Her, 1999]:

$$g_d = \lambda W^{0.4} L^{-1} I_d^{0.6} \tag{2.9}$$

Avec λ est un paramètre empirique.

Les capacités totales des NMOS sont données par les expressions suivantes :

$$C_{NMOS} = C_{gs,n} + C_{db,n} + 4C_{gd,n} \tag{2.10}$$

Où C_{gs}, C_{gd} et C_{db} correspondent à la capacité grille-source, capacité grille-drain et capacité drain-substrat, respectivement. Leurs expressions sont les suivantes :

$$C_{gd} = C_{db} = WL_d C_{ox} \tag{2.11}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox} + WL_d C_{ox} \tag{2.12}$$

Où $_{Ld}$ est la longueur de recouvrement.

2.2.3.2.1.4 Modèle équivalent de l'O.C.T

Dans ces conditions, l'O.C.T est équivalent à un circuit résonnant L_{tank} C_{tank} en parallèle avec une résistance de perte $1/g_{tank}$ et une résistance de compensation $1/g_{active.}$ La figure 2.13 présente le modèle équivalent de l'oscillateur LC différentiel [Ham, 2000].

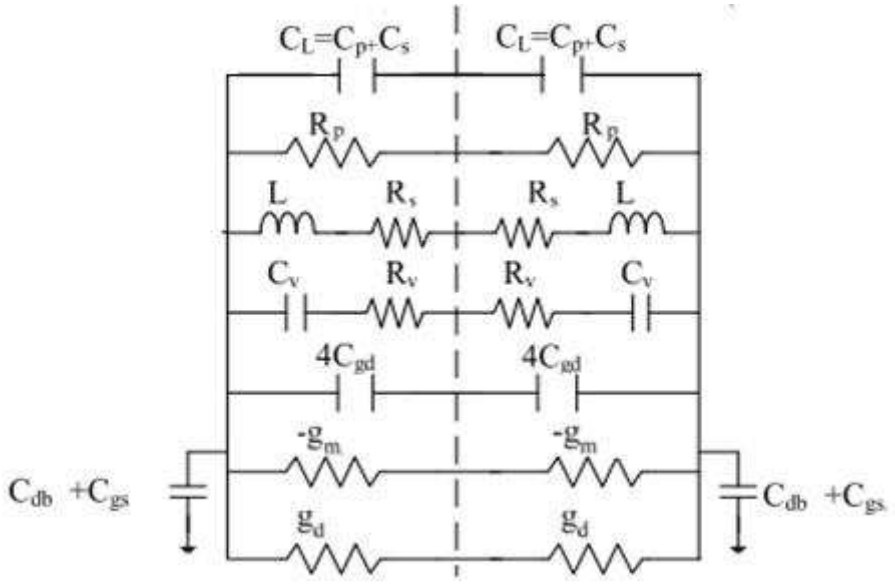

Figure 2.13 *Modèle équivalent de l'oscillateur différentiel LC.*

On définit alors :

- C_L est la somme des deux capacités parallèle C_P et série C_S de l'inductance.
- R_P et R_S sont les résistances équivalentes parallèle et série de la bobine.
- C_V et R_V sont la capacité et la résistance de la capacité variable MOS.

- g_m est la transconductance petits signaux des transistors MOS.
- g_d est la conductance de sorties des transistors MOS.
- La capacité du résonateur C_{tank}

$$2C_{tank} = 4C_{gd} + C_{db} + C_{gs} + C_L + C_V \tag{2.13}$$

- La conductance qui présente les pertes du résonateur g_{tank} est donnée par :

$$2g_{tank} = g_d + g_v + g_L \tag{2.14}$$

Avec g_V et g_L sont les conductances parallèles équivalentes respectivement de la capacité et de l'inductance.

- La conductance négative permettant la compensation des pertes du résonateur est déterminée à partir des transistors de la paire différentielle. Cette conductance négative est donnée par :

$$2g_{active} = g_m \tag{2.15}$$

2.2.3.2.2 Détermination de la condition de polarisation optimale et prédiction du bruit de phase

Rappelons que l'objectif de cette partie est la détermination de la condition de polarisation optimale correspondante à un bruit de phase minimal. La détermination de cette condition de polarisation et le calcul théorique du bruit de phase se fait en utilisant un programme écrit sous Maple, dans lequel on exploite l'équation du bruit de phase illustrée précédemment.

$$P_n(f_{offset}) = \left[\frac{1}{16\pi^2 f_{offset}^2} \cdot \frac{L^2(2\pi f_0)^2}{Vtank^2}\right]\left[2kT(g_L + g_v + \gamma g_d\right] \tag{2.16}$$

Où k est la constante de Boltzmann, T est la température, V_{tank} est l'amplitude d'oscillation, f_0 représente la fréquence d'oscillation libre, f_{offset} est la fréquence d'offset.

Les différentes contraintes sont définies par :

- Les fréquences centrales, minimale et maximale déjà imposées par le cahier des charges ;
- La fréquence d'offset f_{offset}: fréquence distante de la fréquence centrale d'oscillation à la quelle on calcule le bruit de phase : on pose f_{off} = 1 MHz ;
- L : la longueur du canal : elle est fixée à la longueur minimale permise par la technologie BICMOS 0.25 µm ;

- La température de fonctionnement : T=300°K ;
- La permittivité du vide : ε_0= 8.84542 e-^{12}.Fm^{-1} ;
- La constante de Boltzmann: K=1.38 e-^{23} JK^{-1} ;
- Gama pour court canal : γ = 5/2 ;
- D'autre constantes sont fixées par la technologie telles que : l'épaisseur d'oxyde des transistors NMOS et PMOS, la mobilité des électrons et la longueur de recouvrement.

Ainsi, pour chaque valeur du courant I_{bias}, l'amplitude de l'oscillation V_{tank} et le bruit de phase sont calculés selon l'équation 2.16 et 2.17.

$$V_{tank} = \frac{I_{bias}}{g_{tank,max}} \tag{2.17}$$

La figure 2.14 montre une présentation tridimensionnelle du bruit de phase dans le résonateur et de l'amplitude d'oscillation en variant le courant de 1 mA jusqu'à 20 mA.

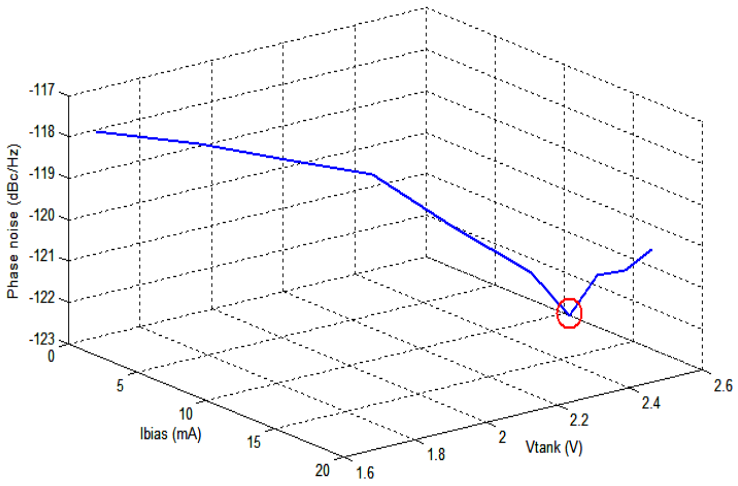

Figure 2.14 Présentation tridimensionnelle du bruit de phase.

Dans cette illustration, l'axe des (x) présente le courant I_{bias}, l'axe des (y) présente la tension V_{tank} et l'axe des (z) permet la prédiction du bruit de phase. Donc le plan (x,y) décrit la condition de polarisation de l'oscillateur. Une polarisation initiale (I_{bias} ,V_{tank}) est sélectionnée pour la quelle le bruit de phase est minimal. Les coordonnées de cet optimum pour notre O.C .T sont données par :

- un courant I_{bias} =14,6 mA.
- un bruit de phase P_n(1MHz) = - 122,43 dBc/Hz.

La figure 2.15 correspond à la caractéristique (I_{bias} ,V_{tank}). D'après cette figure on peut identifier deux modes de fonctionnement pour un oscillateur LC : le régime à courant limité et le régime à tension limitée. Donc on peut définir une limite des deux régimes qu'on l'appelle régime "divider". Dans un mode d'opération courant limité, la tension V_{tank} aux bornes du circuit LC augmente linéairement avec le courant de polarisation jusqu'à atteindre le courant maximum. Pour l'opération dans le régime à tension limitée, la tension V_{tank} aux bornes du circuit LC ne dépasse pas la tension d'alimentation Vdd [Ham, 2001].

$$V_{tank} = \begin{cases} I_{bias} / g_{tank} \text{(courant limité)} \\ Vdd \text{(tension limitée)} \end{cases} \quad (2.18)$$

Pour obtenir la condition de polarisation optimale, l'oscillateur doit fonctionner à la limite du régime à courant limitée et le régime à tension limitée c'est-à-dire que le point de fonctionnement optimum est situé sur la droite du régime divider.

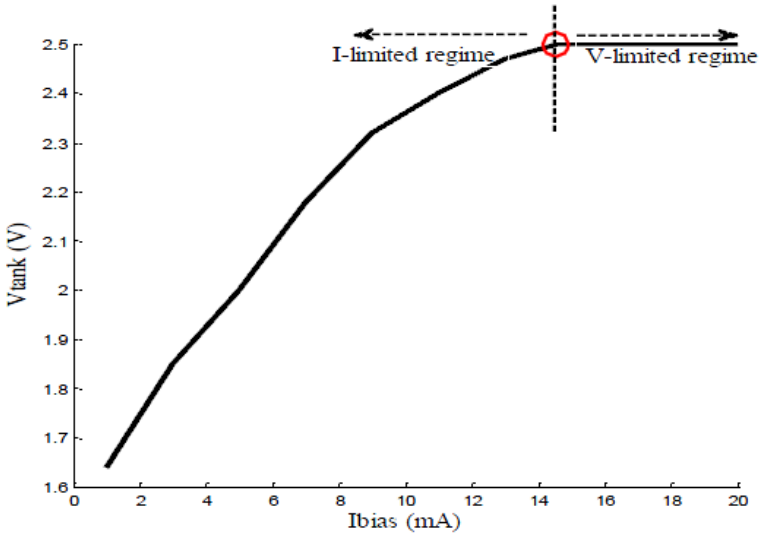

Figure 2.15 Caractéristique (I_{bias} ,V_{tank}) de *l'O.C.T*

2.2.3.2.3 *Méthode d'optimisation graphique*

La deuxième étape de l'optimisation, après la détermination de la condition de polarisation optimale, consiste à présenter graphiquement les différentes contraintes de l'O.C.T dans le plan des variables. Dans la suite on déterminera les différentes variables et contraintes du système.

Huit variables initiales sont associées à la structure de l'O.C.T choisie, ces variables sont :

- Les dimensions des transistors NMOS.

- Les paramètres géométriques de l'inductance choisie (largeur du métal W, l'espacement S, nombre de tours N et le rayon R).
- Les valeurs de capacité minimale et maximale présentées par le varactor.

On peut réduire le nombre des variables afin de pouvoir contrôler leurs effets sur les contraintes. En effet, les longueurs des transistors sont mis à leurs valeurs minimales permises par la technologie, et ceci pour réduire les capacités parasites et atteindre une transconductance élevée (L_n = 0.25 µm). De plus, le varactor introduit une seule variable $C_{v,max}$ puisque le rapport $r_v = C_{v,max}/C_{v,min}$ est constant et déterminé à partir des simulations effectuées. Concernant l'inductance, les paramètres géométriques (W, S, N, et R) sont déjà choisis et optimisés. Nous réduisons ainsi le nombre de variables à deux seulement : la largeur des transistors W_n et la capacité maximale du varactor $C_{v,max}$.

Le plan (W_n , $C_{v,max}$) sera donc spécifié pour représenter les différentes contraintes du système qui seront déterminés dans le paragraphe suivant.

2.2.3.2.4 Mise en équations d*es contraintes de conception de l'O.C.T*

Les contraintes de conception sont traduites par la dissipation de puissance, l'amplitude d'oscillation, la plage de variation de fréquence (tuning range), la condition de démarrage et la surface d'intégration.

Amplitude d'oscillation

L'amplitude d'oscillation doit être supérieure à une valeur minimale limite $V_{tank,min}$, afin d'assurer une amplitude du signal oscillant quasi maximale.

$$V_{tank} = \frac{I_{bias}}{g_{tank,max}} \geq V_{tank,min} \tag{2.19}$$

Plage de variation de fréquence (tuning range)

La gamme d'accord est la plage où le gain du VCO caractérise l'oscillateur contrôlé par tension. Cette plage de variation de la fréquence d'oscillation ou "tuning range" est limitée par une valeur de pulsation minimale ω_{min} et une valeur maximale ω_{max}. Ce "tuning range" est spécifié par les deux contraintes suivantes :

$$L_{tank} C_{tank,min} \leq \frac{1}{\omega_{max}^2} \tag{2.20}$$

$$L_{tank} C_{tank,max} \geq \frac{1}{\omega_{min}^2} \tag{2.21}$$

Les pulsations ω_{min} et ω_{max} sont fixées par le concepteur suivant les expressions suivantes :

$$\omega_{min} = \omega_0 \left(1 - \frac{T}{2}\right) \tag{2.22}$$

$$\omega_{max} = \omega_0 \left(1 + \frac{T}{2}\right) \tag{2.23}$$

Où T est le pourcentage de la plage de fréquence désirée.

Condition de démarrage

Pour tout type d'oscillateur, le critère fondamental est de satisfaire la condition de démarrage. Pour un oscillateur LC, cette condition est liée à la compensation de la résistance parasite du circuit LC par les transconductances des transistors NMOS. On traduit cette condition par l'inéquation suivante :

$$g_{active} \geq \sigma_{min} g_{tank,max} \tag{2.24}$$

Où σ_{min} un facteur considéré suffisant pour assurer le démarrage de l'oscillateur LC, généralement on prend $\sigma_{min} = 3$.

Puissance consommée

La puissance consommée constitue l'une des caractéristiques les plus importantes des oscillateurs. Elle est donnée par le produit de la tension d'alimentation V_{dd} par le courant de polarisation I_{bias}.

$$P = I_{bias} Vdd \tag{2.25}$$

Pour une tension d'alimentation Vdd donnée, la contrainte maximum de puissance est imposée par le courant de polarisation maximum Imax. On peut écrire l'inéquation de la contrainte de la puissance consommée :

$$P < P_{max} \Leftrightarrow I_{bias} < I_{max} \tag{2.26}$$

Les différentes contraintes données par (2.19), (2.20), (2.21) et (2.22) doivent être présentées dans le plan (W_n, C_{vmax}), donc nous avons exprimé, par les équations ci-dessous, ces différentes contraintes en fonction de W_n et C_{vmax}.

$$C_{vmax} \le \frac{Q_v}{\omega}\left[\frac{2I}{V_{tank,min}} - \left(\frac{\lambda I^{0.6}}{l_{canal}} W_n^{0.4} + \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(L\omega)^2}\right)\right] \tag{2.27}$$

$$C_{v\,max} \le \frac{1}{\beta_v}\left[\frac{1}{L\omega_{max}^2} - \left(\left(\frac{2}{3} l_{canal} + L_d\right) C_{ox} W_n\right) + \left(4 C_{ox} L_d W_n\right) + Cp + Cs\right] \tag{2.28}$$

$$C_{v\,max} \ge \frac{1}{L\omega_{min}^2} - \left[\left(4 C_{ox} L_d W_n\right) + \left(\left(\frac{2}{3} l_{canal} + L_d\right) C_{ox} W_n\right) + Cp + Cs\right] \tag{2.29}$$

$$C_{v\,max} \le \frac{Q_v}{\omega}\left[\frac{3\mu C_{ox} E_{sat}}{4\sigma_{min}} W_n - \left(\frac{\lambda I^{0.6}}{l_{canal}} W_n^{0.4} + \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(L\omega)^2}\right)\right] \tag{2.30}$$

Le « régime divider » qui limite entre les deux régimes de fonctionnement d'un oscillateur (régime à courant limité et régime à tension limitée) correspondant à $V_{tank,min} = V_{DD}$ est défini par :

$$C_{v\,max} \le \frac{Q_v}{\omega}\left[\frac{2I}{VDD} - \left(\frac{\lambda I^{0.6}}{l_{canal}} W_n^{0.4} + \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(L\omega)^2}\right)\right] \tag{2.31}$$

Les contraintes données par les équations (2.27) - (2.31), sont visualisées à la figure 2.16 dans le plan ($C = C_{v,max}$, W_n), en utilisant la condition de polarisation déjà sélectionnée précédemment.

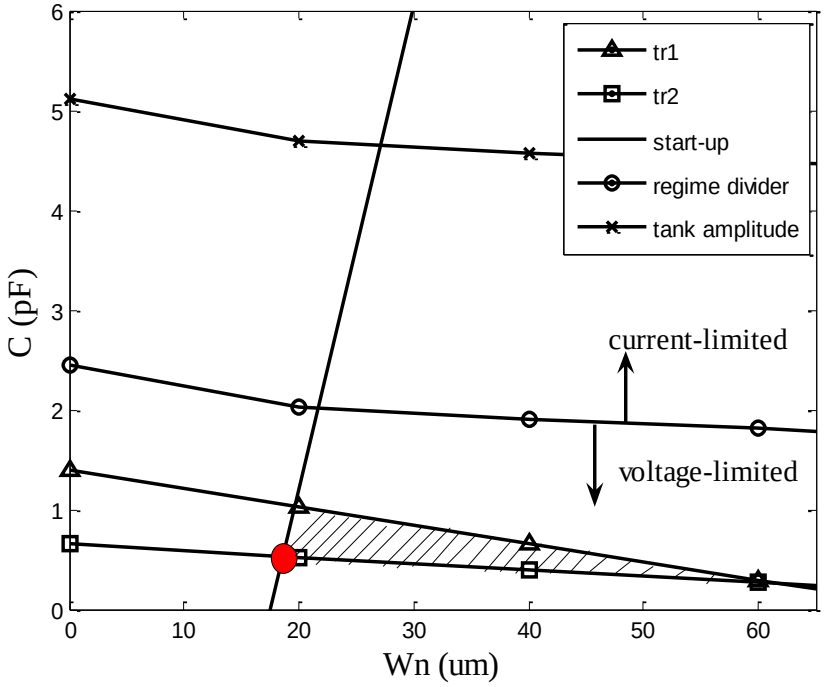

Figure 2.16 Les différentes contraintes pour I_{bias}= 14.6 mA.

La courbe représentant la limite de l'amplitude d'oscillation est obtenue à partir de l'équation (2.27). Les points situés au dessous de cette courbe correspondent à une amplitude supérieure à 1.5 V.

La plage de variation de la fréquence délimitée par les courbes tr_1 et tr_2, sont obtenues à partir des deux équations (2.28) et (2.29) respectivement. Une plage de variation de l'ordre de 10% avec une fréquence d'oscillation égale à 6 GHz est obtenu lorsque le point se situe au dessous de tr_1 et au dessus de tr_2. La condition d'oscillation est illustrée en exploitant l'équation (2.30), l'optimum doit se situer à droite de la courbe pour garantir un démarrage avec σ_{min} = 3. Le régime "divider" présenté sur la figure définit la limite du régime à courant limité et le régime à tension limitée.

La région hachurée dans la figure 2.16 définie l'ensemble des points qui satisfont toutes les contraintes imposées par le système. Le point optimum (point marqué en rouge) est située à l'intersection entre la condition de démarrage et la courbe tr_2 puisque ce point présente les capacités parasites les plus faibles. Cependant, on remarque que ce point se trouve dans la région dite à tension limitée ce qui augmente les pertes de puissance. Dans ces conditions, l'idée est de diminuer le courant de polarisation jusqu'à ce que ce point se situe sur le régime "divider".

Pour un courant I_{bias} = 12.3 mA, le point optimum est déplacé au régime "divider" comme l'illustre la figure 2.17.

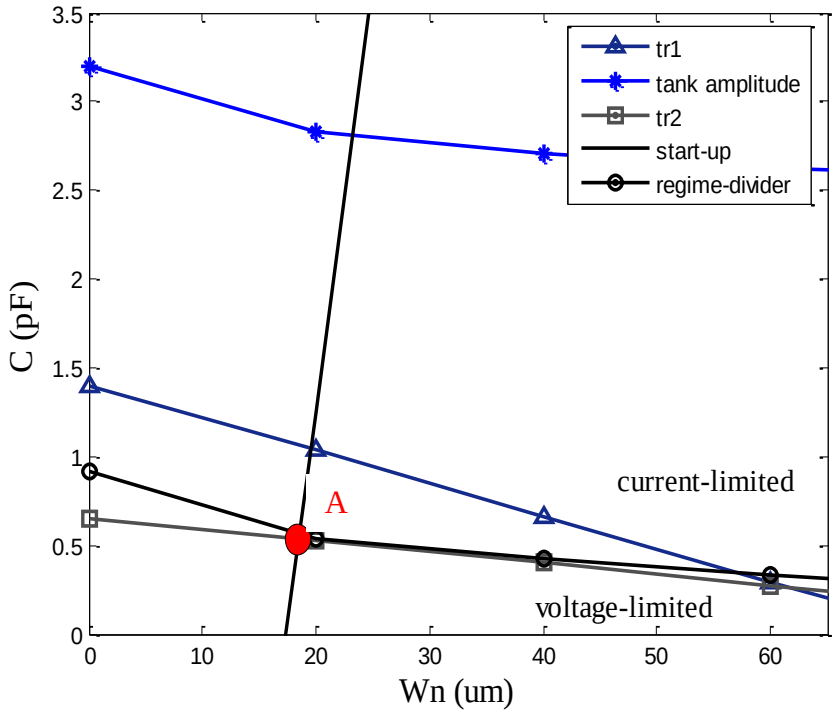

Figure 2.17 Les différentes contraintes pour I_{bias}= 12.3 mA.

D'après la figure 2.17, on peut remarquer que les limites de la plage de la variation de la fréquence ne varient pas puisqu'elles sont indépendantes du courant de polarisation, la courbe représentant la condition de démarrage varie légèrement puisque la transconductance du transistor dépend légèrement du courant de polarisation. Au contraire, les deux contraintes de l'amplitude d'oscillation et de régime "divider" sont très dépendantes du courant, elles ont subi alors la grande variation. On peut remarquer aussi, que le point optimum dans les deux cas, est presque le même mais on a gagné 5.75 mW en terme de puissance consommée.

Les coordonnées du point optimum sont données par :

- W_n = 20 µm.
- $C_{v,max}$ = 0,65 pF.
- I_{bias} = 12,5 mA.

Le point A (20 µm, 0.65 pF) est le point optimum donnant un faible bruit de phase avec une puissance consommée de 31.5 mW (2.5 V*12.5 mA), puisque c'est le point limite de faible largeur du transistor. En ce point optimum, le bruit de phase est L(1MHz) = - 123.1 dBc/Hz.

Le paragraphe suivant a pour objectif la validation de ces résultats d'optimisation par la simulation puis la réalisation de l'OCT dimensionné.

2.2.4 Implémentation et résultats de mesure

2.2.4.1 Implémentation *de l'O.C.T. différentiel à 6* GHz

La technologie BiCMOS SiGe 0,25 µm de NXP a été utilisée pour implémenter l'O.C.T. différentiel. La première étape de l'implémentation du circuit est le dessin des masques. Dans la phase de réalisation du dessin des masques, on a essayé de garantir la structure symétrique du circuit afin d'assurer un bon appariement des composants. Compte tenu du caractère différentiel du circuit, il faut garder à l'esprit la nécessaire symétrie du montage afin de diminuer le bruit de « flicker » [Hajimiri, 1999]. En outre, une légère dissymétrie sur le dessin des masques peut engendrer des déphasages entre les signaux, qui ne sont alors plus en opposition de phase, entraînant ainsi des remontées du niveau des harmoniques paires, une dégradation du bruit, etc…

De plus, les transistors NMOS de la paire différentielle sont « doublés », c'est-à-dire qu' il n'a pas été implanté deux transistors de 20 µm /0.25 µm mais quatre transistors de 10 µm /0.25 µm. Cela permet une meilleure symétrie du circuit car il n'y a plus un seul croisement de fil mais deux. On peut alors réaliser des croisements complémentaires afin que chaque «demi-circuit » présente les mêmes longueurs de fils.

Le dessin des masques réalisé à l'aide de la technologie NXP BICMOS 0.25 µm sous l'environnement « Cadence » est donné sur la figure 2.18.

L'O.C.T. présenté sur la figure 2.9 a été fabriqué puis encapsulé dans un boîtier de type HVQFN20. La photomicrographie du circuit est donnée sur la figure 2.19. L'O.C.T. occupe une superficie de 525*760 μm^2 dominée par la superficie de l'inductance comme le montre la figure 2.19.

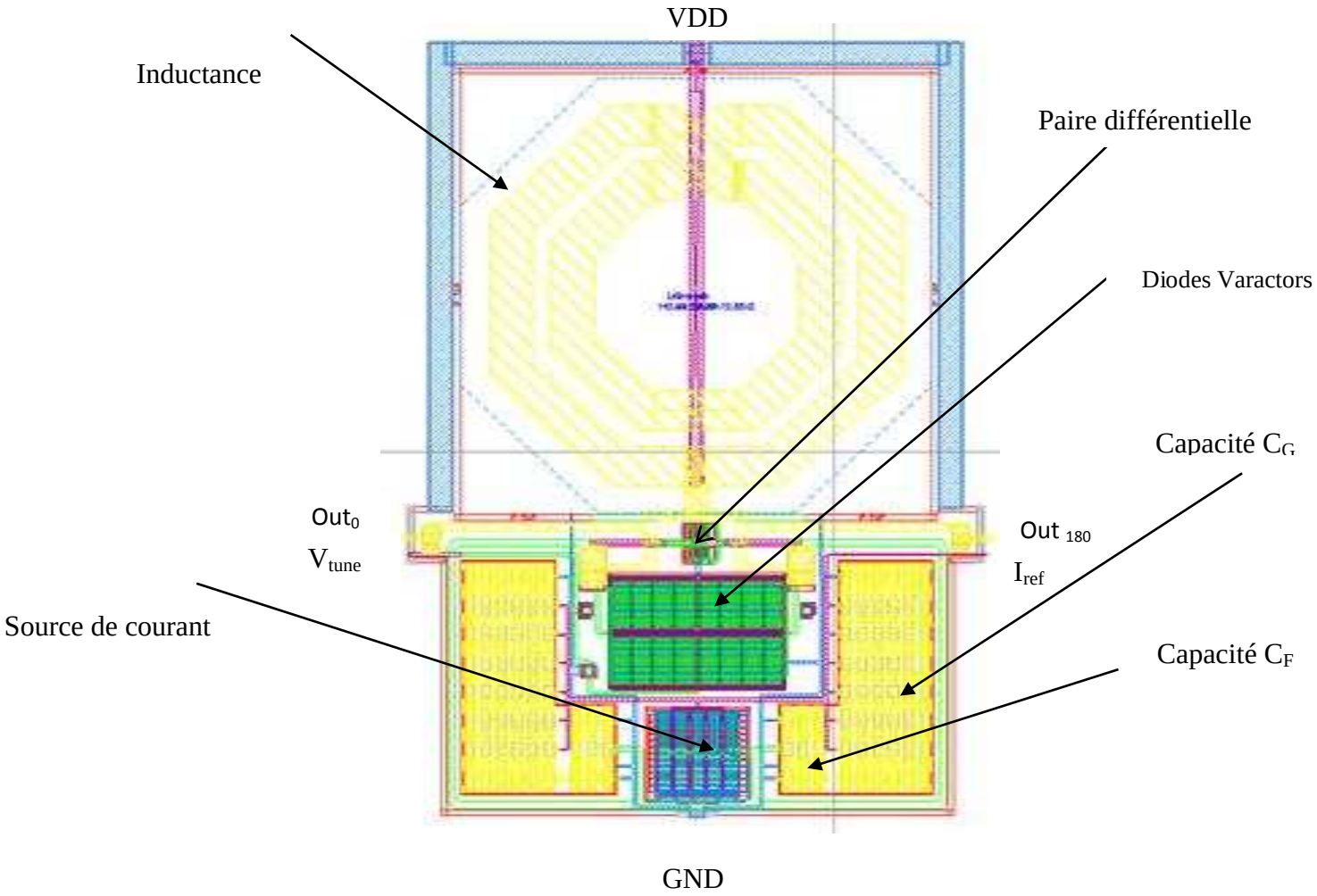

Figure 2.18 *Dessin des masques de l'O.C.T. différentiel à 6 GHz*

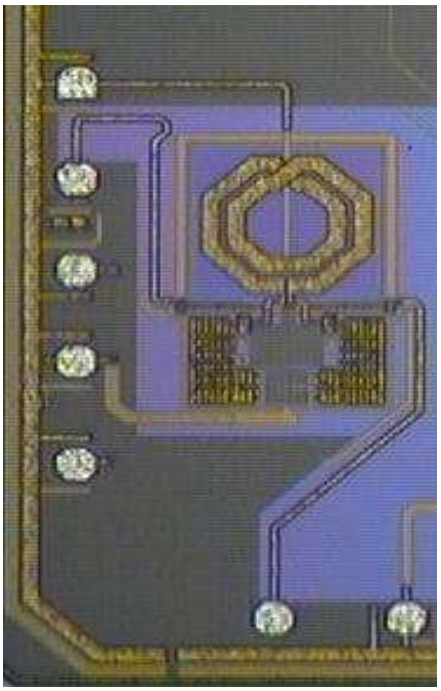

Figure 2.19 *Photomicrographie de l'O.C.T différentiel*

Un circuit de test à double face, utilisant un substrat Téflon, a été conçu pour effectuer la caractérisation du circuit. L'utilisation de cette carte, illustrée par la figure 2.20, présente l'avantage de l'utilisation des Composants Montés en Surface (CMS) de fortes valeurs incompatibles avec l'intégration en technologie Silicium. Ces composants permettent de découpler les signaux parasites à haute fréquence et à basse fréquence. Des lignes micro-rubans d'impédance caractéristique 50 Ω ont été utilisées pour les signaux de sortie.

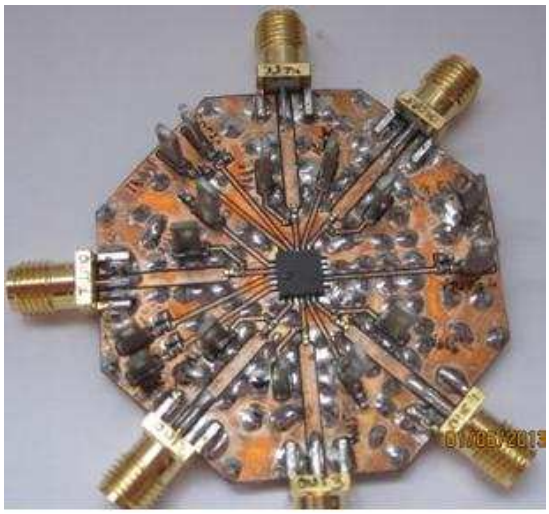

Figure 2.20 Carte de test utilisée

2.2.4.2 Résultats de mesure et comparaison avec la simulation post-layout

Le banc de mesure utilisé est illustré par la figure 2.21. Nous notons que la carte de test a été protégée par une cage de Faraday pour l'isoler des éléments parasites qui ont pour effet de perturber le fonctionnement de l'O.C.T.

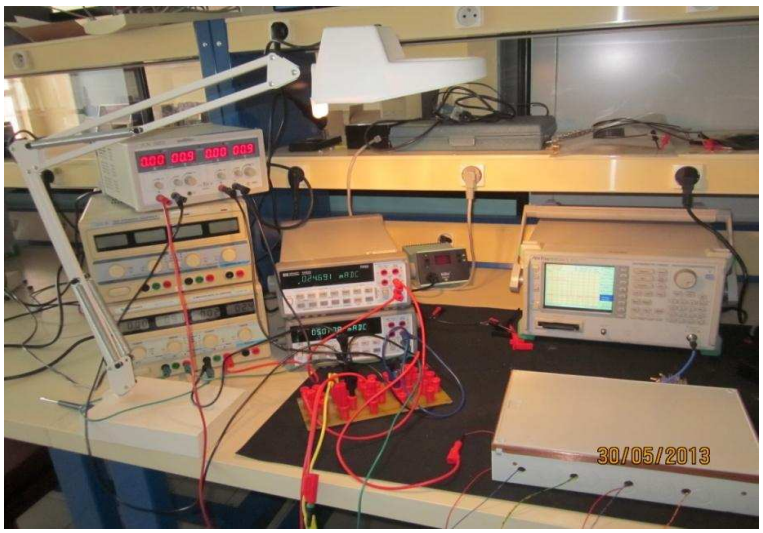

Figure 2.21 Banc de mesure utilisé

Les principales mesures concernant les oscillateurs contrôlés en tension sont la consommation du circuit et des différents blocs (polarisation, etc.), la plage de fréquence, dont on déduit le gain K_{OCT}, le bruit de phase et la sensibilité aux alimentations ou K_{VDD} (pushing). Grâce à ces mesures, les performances accomplies pour le circuit seront dédiées et l'efficacité de la méthode d'optimisation utilisée pourra être prouvée.

Le Tableau 2.6 présente les résultats de mesure de l'O.C.T en boîtier ainsi que les résultats de simulations du circuit extrait du dessins des masques (post-Layout). Sur ce tableau, nous pouvons constater une bonne concordance sur les résultats obtenus.

La consommation mesurée (coeur de l'OCT + polarisation des varactors) pour l'O.C.T conventionnel est de 31 mW. Une interprétation des résultats est effectuée ci-dessous pour les différents paramètres :

Tableau 2.6 Comparaison des résultats de mesure et de simulations post-layout

	Simulations	Mesures
Paramètres Statiques		
Tension d'alimentation [V]	2.5	2.5
Courant de référence I_{ref} [mA]	2.5	2.5
Courant consommé dans le cœur [mA]	12.5	12.47
Puissance consommée totale [mW]	31.25	31.175
Comportement radio fréquence		
Fréquence d'oscillation [GHz]	5.91 – 6.266	5.913 - 6.257
Bande de Fréquence Δf [MHz]	356	344
Gain O.C.T [MHz/V]	216	168
Bruit de phase [dBc/Hz] @1 MHz (V_{tune} = 0.9 V)	-123.17	-123.89
Bruit de phase [dBc/Hz] @1 MHz (V_{tune} = 0 V)	-121.75	-119.76

- Fréquence d'oscillation :

La Figure 2.22 montre l'évolution de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension de contrôle en mesure et en simulation avec prise en compte des parasites.

Le VCO conventionnel couvre 356 MHz en simulation contre 344 MHz en mesures, ce qui permet de constater que les performances fréquentielles de l'O.C.T en simulations se rapprochent des performances mesurées.

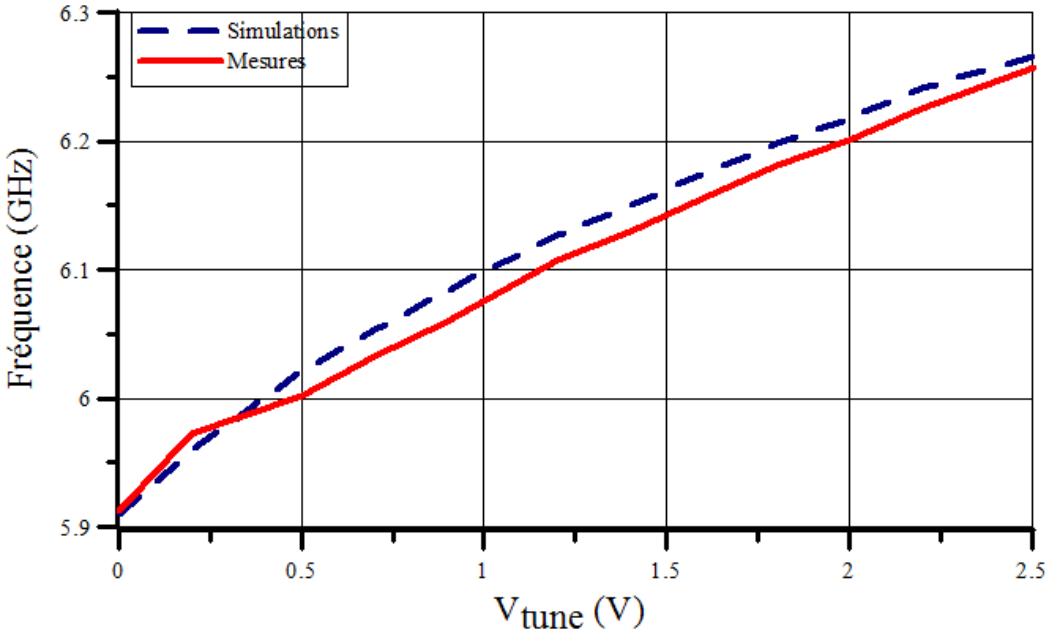

Figure 2.22 Variation de la fréquence *d'oscillation* en fonction de la tension de contrôle Vtune en mesures et en simulations post-layout

D'après la figure 2.22 nous pouvons remarquer que l'O.C.T oscille à une fréquence extrêmement proche de celle obtenue en simulation. La fréquence d'oscillation est alors majorée de seulement 1.6 % dans le pire des cas. Cette différence est due aux capacités parasites rajoutées par l'étape de dessin des masques.

Il est à noter qu'une marge suffisante sur la bande de fréquence à couvrir par l'O.C.T avait été prise lors des simulations avec l'environnement CADENCE en utilisant l'outil de simulation linéaire « SPECTRE RF », afin de palier le problème des éléments parasites rajoutées par le dessin des masques et ainsi satisfaire les spécifications fréquentielles demandées pour la norme ITS. L'O.C.T couvre une bande totale de 344 MHz satisfaisant les spécifications fréquentielles d'un réseau de VCOs couplés permettant ainsi de commander un réseau d'antennes.

On mesure alors une plage de variations de fréquence ("tuning range") de :

$$Tr = \frac{F_{max} - F_{min}}{F_{min}} = \frac{6.257 - 5.913}{5.913} = 5.85\% \quad (2.27)$$

On peut déterminer le K_{VCO} correspondant d'après l'équation (2.28).

$$K_{VCO} = \frac{F_{max} - F_{min}}{V_{tune,max} - V_{tune,min}} = \frac{6.257 - 5.913}{2.5} = 137.6\,MHz/V \quad (2.28)$$

De plus, il est à noter qu'un circuit d'adaptation externe a été utilisé afin de présenter, à partir d'une charge 50 Ω, une forte impédance à la sortie de l'O.C.T. La figure 2.23 illustre l'allure d'un des deux signaux de sortie de l'O.C.T observée sur un oscilloscope Lecroy SDA 816 Zi-A 16 GHz 40 GS/s.

Figure 2.23 Signal *de sortie de l'oscillateur pour* V_{tune} = 2.5V

- Bruit de phase

Le bruit de phase simulé de l'O.C.T. présente un maximum pour une tension de contrôle «V_{tune} » égale à 0 Volt avec un écart d'environ 1.5 dB lorsque V_{tune} passe de 0 Volt à 2,5 Volts. Ceci s'explique par le fait que pour une polarisation de la diode égale à 0 Volt, l'excursion du signal aux bornes du résonateur est telle que la diode peut se rapprocher de la conduction ce qui génère du bruit basse fréquence directement converti en bruit de phase.

Comme nous pouvons le constater sur le tableau 2.7, la valeur du bruit de phase simulé grâce au fichier extrait du dessin des masques, dans le pire des cas (V_{tune} = 0 V), est proche de la valeur mesurée à savoir environ –121.75 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse. La figure 2.24 montre le bruit de phase mesuré de l'O.C.T, à l'aide de l'analyseur de signaux Agilent MXA N9020A, en fonction de la fréquence distante de la porteuse dans le cas où la tension V_{tune} est égale à 1.5 Volts donc une fréquence d'oscillation qui vaut 6.16 GHz. Ce bruit vaut -123.5 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse. Le spectre du signal dans ces conditions et pour un courant I_{bias}= 2.5 mA est donné sur la figure 2.25.

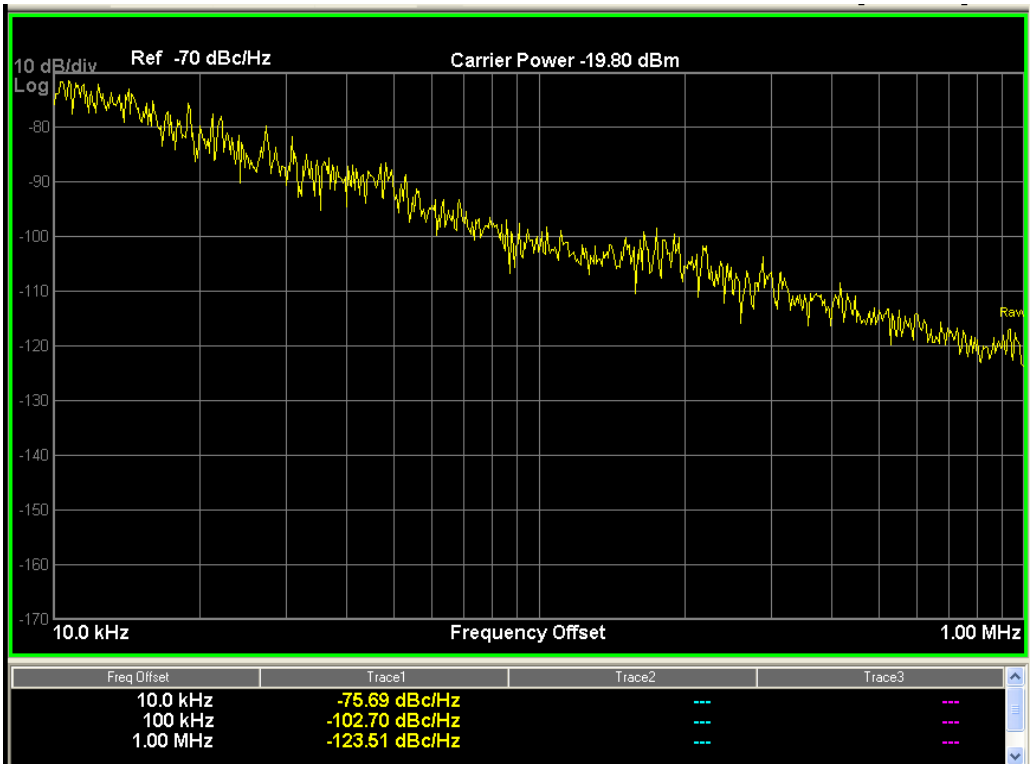

Figure 2.24 Bruit de phase mesur*é de l'O.C.T différentiel pour* V_{tune}= 1.5V

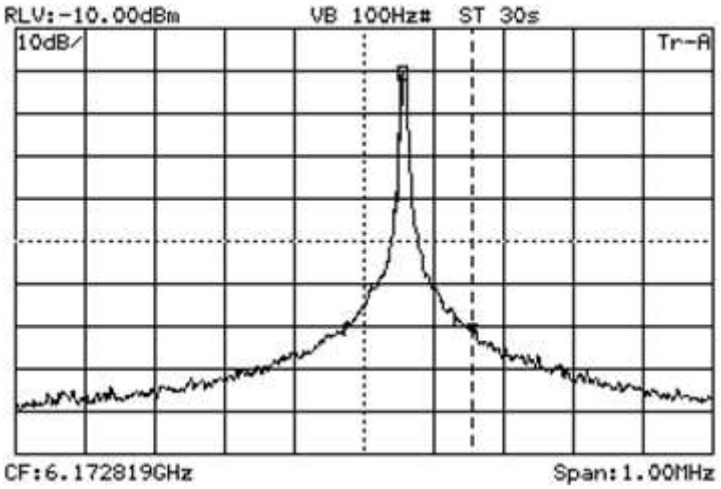

Figure 2.25 Densité spectrale de puissance *de l'O.C.T différentiel pour* I_{bias}=2.5 mA et V_{tune}=1.5V

Nous avons tracé ensuite la variation du bruit de phase à 1 MHz de la fréquence d'offset en fonction de la tension de commande V_{tune} dans les conditions nominales (I_{bias}= 2.5 mA et Vdd= 2.5 V). La figure 2.26 montre que le bruit de phase varie entre -119.75 et -123.51 dBc/Hz en variant la tension de commande de 0 à 2 V.

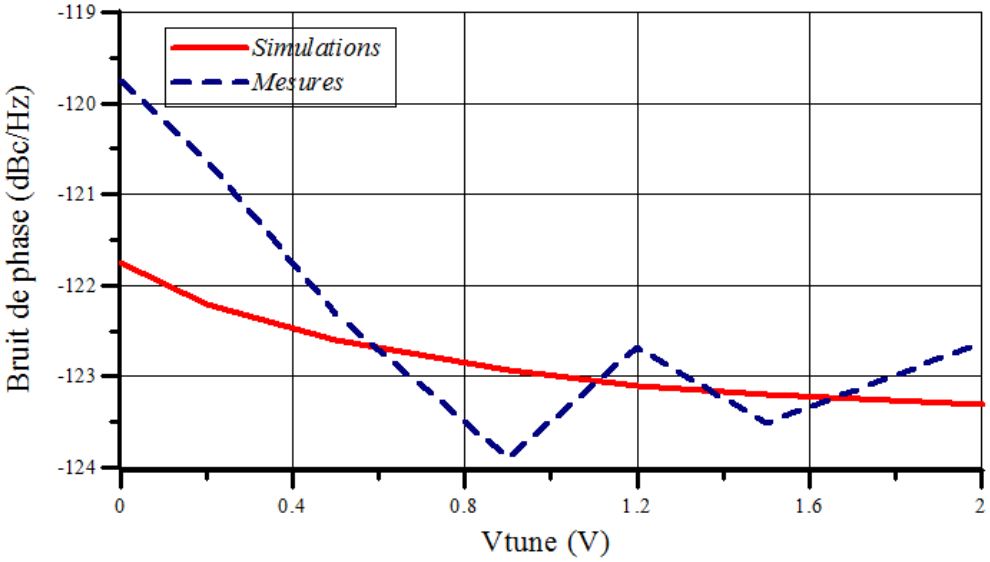

Figure 2.26 Variation de bruit de phase en fonction de la tension de contrôle V_{tune} en mesure et en simulation post-layout

Le facteur de mérite, comme défini au chapitre 1 paragraphe 1.7.4, montre l'efficacité des OCTs. Il est de -184 dBc/ Hz à la fréquence centrale et de -180.5 dBc/Hz au pire des cas.

Afin de démontrer la validité de la méthode d'optimisation graphique présentée, il faut vérifier que le point optimal obtenu grâce à la méthode d'optimisation graphique est effectivement le courant optimal qui permet d'avoir un minimum de bruit de phase. Pour ce faire, le bruit de phase à une fréquence de 1 MHz de la porteuse en fonction du courant de polarisation est tracé. La courbe de la figure 2.27 montre que le bruit de phase diminue dans le premier régime jusqu'à ce qu'il atteigne le point de transition stable situé entre les régimes limités tension et de courant. Ce point de transition est définie par un courant dont la valeur est située entre 12.5 mA et 15 mA.

Le tableau 2.7 illustre une comparaison entre les résultats théoriques (approche d'optimisation adoptée) et les mesures obtenues. Notons que la valeur du bruit de phase est calculée en utilisant l'équation (2.17) après optimisation. Nous pouvons remarquer de bonnes concordances et un bon accord entre les deux résultats ce qui prouve l'efficacité de l'approche d'optimisation adoptée.

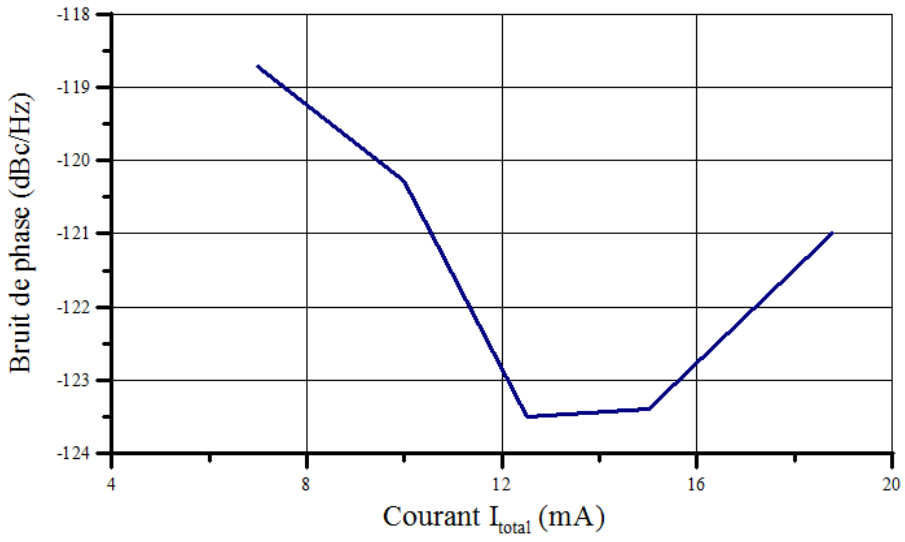

Figure 2.27 Variation de bruit de phase mesuré en fonction du courant

Tableau 2.7 Comparaison entre les résultats théoriques et simulés

	Optimisation graphique	Mesure
Fréquence (GHz)	6	6.16
Courant de polarisation (mA)	2.3	2.5
Bruit de phase (dBc/Hz)	-122.44	-123.5

Les performances mesurées de cet OCT LC différentiel totalement intégré et oscillant à 6-GHz sont résumées dans le tableau 2.8.

Tableau 2.8 Récapitulatif des résultats de mesure de *l'O.C.T* différentiel

Technologie	BICMOS 0.25 µm
Tension d'alimentation (V)	2.5
Consommation (mW)	31.175
Surface occupée (μm^2)	525 * 860
Tuning Range (MHz)	344
Tuning Voltage (V)	0 - 2.5
F_0 (GHz)	6.08
Bruit de phase @ 1 MHz (dBc/Hz) à 6.08 GHz	-123.89
Bruit de phase @ 1 MHz (dBc/Hz) à 5.93 GHz	-119.75
FOM au pire des cas à 5.93GHz (dBc/Hz)	-180.5

Enfin, les résultats de mesure sont comparés dans le Tableau 2.9 à d'autres travaux de recherche publiés, utilisant des technologies BiCMOS.

Tableau 2.9 Comparaison des performances

Technologie	BiCMOS SiGe 0.35µm	CMOS 0.18µm	CMOS 0.09µm	BiCMOS SiGe 0.25µm	BiCMOS SiGe 0.25µm	BiCMOS SiGe 0.25µm
Fréquence [GHz]	5.6	5.6	5.6	17	15.8	6.1
Tension d'alimentation [V]	2.5	2.7	2.2	2.5	2.5	2.5
Puissance consommée [mW]	13.5	5.85	14	325	300	31.1
Bande [%]	23	28.7	10	11.32	9.83	6
Bruit de phase [dBc/Hz]	-117 @1MHz	-116.6 @1 MHz	-108 @1 MHz	-103.6 @100KHz	-105 @100KHz	-124 @1MHz
Figure de mérite	-180	-184	-172	-183.1	-184	-183
Références	[Ham, 01]	[Hershensen,99]	[Hauspie,07]	[Hyvert, 13]	[Hyvert, 13]	Ce travail

Sur ce tableau, nous pouvons remarquer que l'oscillateur proposé présente une bonne figure de mérite et les performances accomplies se comparent favorablement avec les travaux publiés.

2.3 Conclusion

Ce chapitre a permis d'exposer toutes les étapes de la conception d'O.C.T : tout d'abord la prise de connaissance de la technologie utilisée (BiCMOS 0.25 µm), puis le dessin de composants passifs optimisés pour satisfaire les spécifications exigées par notre application. Ceci afin d'atteindre les performances envisagées, ce qui n'est réalisable qu'à travers une étape d'optimisation. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'optimisation du bruit de phase existant dans l'O.C.T différentiel. Ce dernier constitue l'élément principal de notre réseau de VCOs couplés. Nous avons utilisé une méthode d'optimisation qui se réalise en deux étapes :

- La première consiste à utiliser un diagramme d'analyse tridimensionnelle de bruit de phase, selon le modèle déjà choisi et illustré, permettant de choisir la condition de polarisation optimale et la prédiction de bruit de phase ;
- La deuxième étape consiste à exécuter un programme d'optimisation à partir d'une méthode graphique qui permet de visualiser les différentes contraintes du circuit (la bande d'accord, la condition d'oscillation et l'amplitude d'oscillation), dans le but de choisir le dimensionnement optimal permettant la minimisation de bruit de phase avec satisfaction des différentes contraintes imposées et tout en maintenant la consommation de puissance à une valeur raisonnable.

Ensuite, la technologie NXP BICMOS 0.25 µm a été utilisée pour implémenter la structure de l'O.C.T différentiel. Il est démontré alors qu'en appliquant cette approche d'optimisation, nous avons obtenu, d'une part, une bonne concordance entre les modèles théoriques et les résultats de mesures obtenus, validant l'efficacité de la démarche d'optimisation adoptée pour atteindre les performances visées et d'autre part, de bonnes performances en termes de bruit de phase et de consommation. L'O.C.T optimisé présente, pour une tension d'alimentation de 2.5 V et une puissance consommée de 31.17 mW, un bruit de phase de -123.5 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse et une figure de mérite de -183 dBc/Hz.

Cet O.C.T constitue l'élément de base d'un réseau d'OCTs couplés. Le prochain chapitre fera l'objet d'une étude, conception et réalisation d'un réseau d'OCTs couplés, oscillant à 6

GHz et complètement intégré en technologie Silicium, afin de commander un réseau d'antennes.

Chapitre 3

ETUDE, CONCEPTION ET REALISATION *D'UN RESEAU D'OSCILLATEURS* DIFFERENTIELS COUPLES

3.1 Introduction

Les réseaux d'oscillateurs couplés connaissent un intérêt croissant dans les applications militaires, commerciales et aussi dans le domaine des systèmes de communication. Ils permettent, entre autre, de commander un réseau d'antennes afin d'adapter son diagramme de rayonnement aux besoins de la communication en cours. Dans ce cas, le diagramme de rayonnement est orienté dans une direction particulière en contrôlant la phase des signaux injectés sur chacun des éléments rayonnants. Ce déphasage peut être contrôlé via la commande des fréquences d'oscillation libre des deux oscillateurs élémentaires situés aux extrémités du réseau. Ainsi, en contrôlant les variations de ces fréquences d'oscillation libre correctement, il est possible d'obtenir la valeur du déphasage nécessaire qui assure l'orientation du diagramme de rayonnement selon l'angle de dépointage souhaité. En outre, il est montré que le déphasage obtenu est constant et indépendant du nombre d'oscillateurs constituant le réseau [York, 93] ;[Liao, 94] ; [York, 98] ; [Ionita, 12].

Néanmoins, rappelons que la limite théorique du déphasage qui peut être obtenu en utilisant un réseau d'Oscillateurs Contrôlés en Tension "single ended" est seulement de ± 90 ° [York, 93]. Aussi, il semble intéressant d'étudier et d'analyser le comportement d'un réseau d'oscillateurs différentiels couplés puisque, dans ce cas, la limite théorique du déphasage est de 360 ° due au caractère différentiel du réseau. Ainsi, l'utilisation d'un tel réseau permet théoriquement un contrôle continu du déphasage de 360 ° conduisant ainsi à une meilleure efficacité du réseau d'antennes commandé.

Compte tenu de ces considérations, nous nous proposons donc, dans ce chapitre, d'étudier, proposer et valider une architecture de commande d'un réseau d'antennes basée sur le couplage d'OCTs différentiels. Ainsi, ce réseau d'OCTs couplés, pouvant osciller à une fréquence proche de 6 GHz pour des applications correspondant à la norme ETSI (European Telecommunications Standards Institute) pour l'ITS (Intelligent Transport System) et entièrement intégré sera conçu, simulé et réalisé afin d'orienter le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes.

Ainsi, ce chapitre présente tout d'abord la théorie des oscillateurs couplés, en s'appuyant sur les travaux initiés par R. York [York, 93] et complétés par M. Ionita [Ionita, 12]. Par conséquent, les équations décrivant les états de synchronisation de deux oscillateurs "Van der Pol" couplés d'abord par un circuit résonant série puis par un réseau large bande seront

présentées. Une expression de l'amplitude et du déphasage obtenu entre les signaux de sortie des deux oscillateurs sera alors déduite de ces équations.

Nous présenterons ensuite la conception et la réalisation de deux réseaux d'O.C.T couplés totalement intégrés sur un substrat silicium et oscillant à 6 GHz composés respectivement de deux et de quatre OCTs différentiels couplés au moyen d'une résistance. Notons que l'élément de base de chacun de ces réseaux est l'O.C.T. différentiel dont les performances ont été présentées dans le chapitre 2. Ainsi, le réseau d'OCTs couplés sera caractérisé expérimentalement ce qui nous permettra de lier et de comparer les résultats de mesures aux résultats théoriques déjà présentés. Enfin, nous terminerons ce chapitre en proposant une nouvelle méthode de couplage large bande qui consiste à remplacer les résistances de couplage par des transistors MOS fonctionnant en zone ohmique. La validation de l'efficacité de cette nouvelle approche sera effectuée à partir des résultats de simulation post-layout d'un réseau constitué de deux OCTs couplés.

3.2 Théorie des oscillateurs couplés

L'étude de la synchronisation d'oscillateurs a commencé avec B. Van der Pol [Van der Pol, 34] qui a utilisé une méthode de " moyennage " pour obtenir des solutions approximatives pour des systèmes quasi-sinusoïdaux. Ensuite, R. Adler a donné à l'analyse d'oscillateurs micro-ondes une base plus physique en définissant l'équation dynamique de la phase d'un oscillateur sous l'influence d'un signal injecté [Adler, 46]. Ceci a été repris par K. Kurokawa qui a dérivé les équations dynamiques tant pour l'amplitude que pour la phase [Kurokawa, 73], fournissant ainsi une compréhension pragmatique des oscillateurs micro-ondes couplés. Ces méthodes ont été généralisées par R. York pour inclure n'importe quel nombre d'oscillateurs couplés via un circuit de couplage, d'abord large-bande [York, 94], puis bande étroite [Lynch, 01].

3.2.1 Dérivation des équations dynamiques pour deux oscillateurs "Van der Pol" couplés par un circuit résonant série

Rappelons que l'objectif primordial de ce travail est d'orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau en contrôlant le gradient de phase qui existe entre les signaux appliqués sur les éléments adjacents du réseau. Dans ce but, l'étude théorique qui sera présentée dans ce chapitre considère le cas d'un réseau de deux oscillateurs couplés au début par un circuit résonant (R,L,C) [Ionita, 12]. Le fait de développer la théorie pour uniquement

deux oscillateurs couplés est fondé sur l'idée, confirmée par des simulations sur cadence, qui montre qu'en contrôlant la distribution des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs et notamment celle des oscillateurs situés aux extrémités du réseau, le déphasage entre les éléments adjacents est indépendant du nombre d'oscillateurs dans le réseau [York, 93].

Dans un premier temps, les oscillateurs sont modélisés par deux circuits de type Van der Pol. Le choix de ce modèle est justifié tout d'abord par sa simplicité rendant les calculs analytiques possibles. De plus, ce choix est également conforté par les performances des résultats obtenus dans [Lynch, 01], [Ionita, 12], [Cordeau, 13].

Considérons donc le schéma de la figure 3.1 constitué de deux oscillateurs Van der Pol couplés via un circuit résonnant série, chacun des deux oscillateurs est modélisé par la conductance négative $-G_d(A_i)$ associée à un circuit résonnant parallèle. Notons de plus que les caractéristiques des deux oscillateurs sont considérées identiques, à l'exception de leurs fréquences d'oscillation libre.

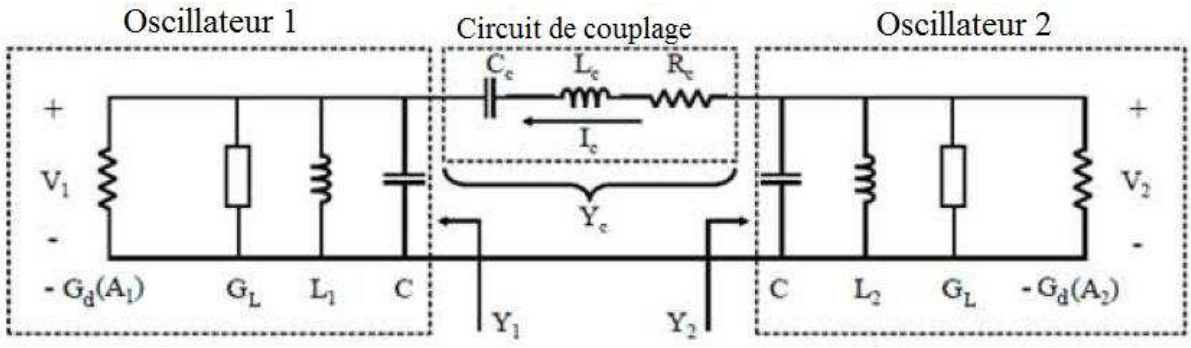

Figure 3.1 Deux oscillateurs Van der Pol couplés par un circuit RLC série

L'objectif principal est ainsi de déterminer le déphasage $\Delta\phi$ entre les tensions présentes aux bornes des deux oscillateurs en fonction du désaccord entre leurs fréquences d'oscillation libre et la fréquence de résonance du circuit de couplage, tout en vérifiant que ce système se synchronise correctement.

Le courant de couplage I_c peut être exprimé en fonction de l'admittance de l'oscillateur 1, $Y_1(A_1,\omega_1)$, de l'admittance de l'oscillateur 2, $Y_2(A_2,\omega_2)$, ou même en fonction de l'admittance du circuit de couplage, $Y_c(\omega_c)$:

$$\begin{aligned} I_C &= Y_1(A_1,\omega_1)V_1 = \left[-G_d(A_1)+Y_{L1}(\omega_1)\right]V_1 \\ I_C &= -Y_2(A_2,\omega_2)V_2 = -\left[-G_d(A_2)+Y_{L2}(\omega_2)\right]V_2 \\ I_C &= -Y_C(\omega_c)(V_1-V_2) \end{aligned} \tag{3.1}$$

où A_1, ω_1 représente l'amplitude et la pulsation de l'oscillateur 1, A_2, ω_2 représente l'amplitude et la pulsation de l'oscillateur 2, V_1 et V_2 sont respectivement les tensions présentes aux bornes des oscillateurs 1 et 2, $-G_d(A_i) = -a + \frac{3}{4} bA_i^2$ est la conductance négative présentée par la partie active avec -a la conductance négative nécessaire au démarrage des oscillations et b un paramètre utilisé pour modéliser le phénomène de saturation.

De plus, l'admittance de l'oscillateur 1, $Y_1(A_1,\omega_1)$, peut être exprimée comme ci-dessous :

$$Y_1(A_1,\omega_1) = -G_d(A_1) + G_L + \frac{1}{j\omega_1 L_1} + j\omega_1 C = -G_d(A_1) + \frac{C}{j\omega_1}\left(\omega_{01}^2 - \omega_1^2\right) \tag{3.2}$$

Où $\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$ est la pulsation de résonance du résonateur de l'oscillateur 1.

De la même manière, l'admittance de l'oscillateur 2 est calculée et exprimée dans l'équation (3.3) :

$$Y_2(A_2,\omega_2) = -G_d(A_2) + G_L + \frac{1}{j\omega_2 L_2} + j\omega_2 C = -G_d(A_2) + \frac{C}{j\omega_2}\left(\omega_{02}^2 - \omega_2^2\right) \tag{3.3}$$

Si la pulsation d'oscillation de chacun des oscillateurs reste proche de la pulsation de résonance de son résonateur, alors on peut exprimer les admittances $Y_1(A_1,\omega_1)$ et $Y_2(A_2,\omega_2)$ sous la forme suivante :

$$Y_1(A_1,\omega_1) \cong G_L\left[1 - \frac{G_d(A_1)}{G_L}\right] + \frac{2C}{j}\left(\omega_{01} - \omega_1\right) \tag{3.4}$$

$$Y_2(A_2,\omega_2) \cong G_L\left[1 - \frac{G_d(A_2)}{G_L}\right] + \frac{2C}{j}\left(\omega_{02} - \omega_2\right) \tag{3.5}$$

Nous pouvons ainsi déduire le courant de couplage I_c qui peut être exprimé par :

$$I_C = Y_1(A_1,\omega_1)V_1 \cong \left\{G_L\left[1 - \frac{G_d(A_1)}{G_L}\right] + 2jC\left(\omega_1 - \omega_{01}\right)\right\}V_1 \tag{3.6}$$

$$I_C = -Y_2(A_2,\omega_2)V_2 \cong -\left\{G_L\left[1 - \frac{G_d(A_2)}{G_L}\right] + 2jC\left(\omega_2 - \omega_{02}\right)\right\}V_2$$

$$I_C = -Y_C(\omega_c)(V_1 - V_2)$$

Considérons maintenant que la largeur de la bande de fréquence du résonateur chargé par le circuit actif est identique pour les deux oscillateurs et vaut $2\omega_a = \frac{G_L}{C}$, et en utilisant la substitution $\frac{G_d(A_i)}{G_L} - 1 = \mu\left(1 - \frac{A_i^{\,2}}{\alpha_i^{\,2}}\right) = \mu S_i(A_i)$ avec $\mu = \frac{a - G_L}{G_L}$ et $S_i(A_i) = 1 - \frac{A_i^{\,2}}{\frac{4(a-G_L)}{3b}}$, afin de simplifier la notation, nous pouvons écrire alors:

$$Y_1(A_1, \omega_1) \cong -G_L\left[\mu S_1(A_1) + j\frac{(\omega_{01} - \omega_1)}{\omega_a}\right] \tag{3.7}$$

De même, l'admittance de l'oscillateur 2 peut être exprimée par :

$$Y_2(A_2, \omega_2) \cong -G_L\left[\mu S_2(A_2) + j\frac{(\omega_{02} - \omega_2)}{\omega_a}\right] \tag{3.8}$$

Connaissant les expressions 3.7 et 3.8 de ces admittances, il est important de déterminer les réponses en courant dans les conditions de fonctionnement. Pour ce faire, les tensions de sortie complexes des oscillateurs 1 et 2, sont exprimées dans l'équation (3.9):

$$\begin{aligned} \underline{V_1} &= A_1(t)e^{j\theta_1(t)} \\ \underline{V_2} &= A_2(t)e^{j\theta_2(t)} \end{aligned} \tag{3.9}$$

Où $\theta_1(t) = \omega_1 t + \phi_1(t)$ et $\theta_2(t) = \omega_2 t + \phi_2(t)$.

Il suit :

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{V_1}}{dt} &= \dot{A}_1 e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} + \left(j\omega_1 + j\dot{\phi}1\right)A_1 e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \\ \frac{d\underline{V_2}}{dt} &= \dot{A}_2 e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} + \left(j\omega_2 + j\dot{\phi}2\right)A_2 e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} \end{aligned} \tag{3.10}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{V_1}}{dt} &= A_1 j\left(\omega_1 + \dot{\phi}_1 - j\frac{\dot{A}_1}{A_1}\right)e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \\ \frac{d\underline{V_2}}{dt} &= A_2 j\left(\omega_2 + \dot{\phi}_2 - j\frac{\dot{A}_2}{A_2}\right)e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} \end{aligned} \tag{3.11}$$

En général, si l'on considère les variations de la pulsation δω autour des pulsations $\omega_{1,2}$, la notation suivante est admise :

$$\delta\omega = \dot{\phi} - \mathrm{j}\frac{\dot{A}}{A} \tag{3.12}$$

Pour notre application, il est impératif d'étudier le comportement autour des pulsations $\omega_{1,2}$. Dans ces conditions, il est possible d'utiliser un développement en série de Taylor, toujours pour $\delta\omega << \omega_{1,2}$, il vient alors :

$$\begin{aligned} I_C e^{j(\omega_C t+\phi_C)} &= \left[Y_1(A_1,\omega_1) + \left.\frac{dY_1(A_1,\omega)}{d\omega}\right|_{\omega_1} \left(\dot{\phi}_1 - j\frac{\dot{A}_1}{A_1} \right) \right] A_1 e^{j\theta_1} \\ I_C e^{j(\omega_C t+\phi_C)} &= \left[Y_2(A_2,\omega_2) + \left.\frac{dY_2(A_2,\omega)}{d\omega}\right|_{\omega_2} \left(\dot{\phi}_2 - j\frac{\dot{A}_2}{A_2} \right) \right] A_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \tag{3.13}$$

En divisant les expressions (3.13) respectivement par $e^{j\theta_1}$ et $e^{j\theta_2}$ et en remplaçant la dérivée de l'admittance par rapport à la pulsation ω, on obtient :

$$I_C e^{j(\theta_C-\theta_1)} = -G_L \mu Si(A_1)A_1 - G_L j\frac{\omega_{01}-\omega_1}{\omega_a}A1 + G_L j\frac{\dot{\phi}_1}{\omega_a}A_1 + G_L\frac{\dot{A}_1}{\omega_a}$$

$$I_C e^{j(\theta_C-\theta_2)} = G_L \mu Si(A_2)A_2 + G_L j\frac{\omega_{02}-\omega_2}{\omega_a} - G_L j\frac{\dot{\phi}_2}{\omega_a}A_2 - G_L\frac{\dot{A}_2}{\omega_a} \tag{3.14}$$

En séparant les termes réels des termes imaginaires, on obtient :

$$\begin{aligned} I_C\cos(\theta_C-\theta_1) &= -G_L\mu Si(A_1)A_1 + G_L\frac{\dot{A}_1}{\omega_a} \\ I_C\cos(\theta_C-\theta_2) &= G_L\mu Si(A_2)A_2 - G_L\frac{\dot{A}_2}{\omega_a} \\ I_C\sin(\theta_C-\theta_1) &= -G_L A_1\frac{\omega_{01}-\omega_1}{\omega_a} + \frac{G_L}{\omega_a}A_1\dot{\phi}_1 \\ I_C\sin(\theta_C-\theta_2) &= G_L A_2\frac{\omega_{02}-\omega_2}{\omega_a} - \frac{G_L}{\omega_a}A_2\dot{\phi}_2 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Ainsi, à partir des équations ci-dessus, on peut déduire $\dot{A}_1$, $\dot{\theta}_1$ et $\dot{A}_2$, $\dot{\theta}_2$:

$$\dot{A_1} = \mu Si(A_1)A_1\omega_a + \frac{\omega_a I_C}{G_L}\cos(\theta_1 - \theta_C)$$

$$\dot{\theta_1} = \omega_{01} - \frac{\omega_a I_C}{G_L A_1}\sin(\theta_1 - \theta_C)$$

$$\dot{A_2} = \mu Si(A_2)A_2\omega_a - \frac{\omega_a I_C}{G_L}\cos(\theta_2 - \theta_C) \qquad (3.16)$$

$$\dot{\theta_2} = \omega_{02} + \frac{\omega_a I_C}{G_L A_2}\sin(\theta_2 - \theta_C)$$

Nous disposons maintenant des équations dynamiques des amplitudes et des phases des tensions aux bornes des deux oscillateurs [Lynch, 01]. Par conséquent, l'étape suivante est de trouver les équations dynamiques de l'amplitude et de la phase du courant de couplage, Ic. Commençons alors par l'expression de l'admittance du circuit de couplage Y_C :

$$Y_C(\omega_C) = \frac{1}{R_C + j\omega_C L_C + \frac{1}{j\omega_C C_C}} = \frac{1}{R_C}\frac{1}{1 - j\left(\frac{\omega_{0C}{}^2 - \omega_C{}^2}{2\omega_C\omega_{aC}}\right)} \qquad (3.17)$$

Où $\omega_{0c} = \frac{1}{\sqrt{L_C C_C}}$ est la pulsation de résonance du circuit de couplage, et $2\omega_{ac} = \frac{R_C}{L_C}$ est la bande passante du circuit de couplage.

Supposons que la pulsation de synchronisation ω_c reste proche de la pulsation de résonance du circuit de couplage ω_{0c}, alors l'expression (3.17) peut être écrite sous la forme suivante :

$$Y_C(\omega_C) \cong \frac{1}{R_C}\frac{1}{1 - j\left(\frac{\omega_{0C} - \omega_C}{\omega_{aC}}\right)} = \frac{N_C(\omega_C)}{D_C(\omega_C)} \qquad (3.18)$$

Ainsi, le courant de couplage peut s'exprimer de la manière suivante :

$$I_C(\omega) = Y_C(\omega)\left[V_2(\omega) - V_1(\omega)\right] = \frac{N_C(\omega)}{D_C(\omega)} \times \left[V_2(\omega) - V_1(\omega)\right] \qquad (3.19)$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$I_C(\omega) \times D_C(\omega) = N_C(\omega) \times \left[V_2(\omega) - V_1(\omega)\right] \qquad (3.20)$$

En appliquant un développement de série de Taylor autour de ωc à $D_c(\omega)$, on obtient :

$$\left[D_C(\omega_C) + \left.\frac{dD_C}{d\omega}\right|_{\omega_C} (\omega - \omega_C) \right] I_C e^{j\theta_C} = \frac{1}{R_C}\left(A_2 e^{j\theta_2} - A_1 e^{j\theta_1} \right) \tag{3.21}$$

Par conséquent :

$$\left[1 - j\frac{\omega_{0c} - \omega_c}{\omega_{ac}} + \frac{j}{\omega_{ac}}\left(\dot{\phi}_c - j\frac{\dot{I}_c}{I_c} \right) \right] I_c = \frac{1}{R_c}\left[A_2\left(\cos\left(\theta_2 - \theta_c\right) + j\sin\left(\theta_2 - \theta_c\right)\right) - A_1\left(\cos\left(\theta_1 - \theta_c\right) + j\sin\left(\theta_1 - \theta_c\right)\right)\right] \tag{3.22}$$

En arrangeant les termes réels et imaginaires, on peut déduire les équations dynamiques de l'amplitude et de la phase du courant de couplage :

$$\begin{aligned} \dot{I}_C &= -\omega_{ac} I_C + \frac{\omega_{ac}}{R_C}\left[A_2\cos(\theta_2 - \theta_C) - A_1\cos(\theta_1 - \theta_C)\right] \\ \dot{\theta}_C &= \omega_{0c} + \frac{\omega_{ac}}{R_C I_C}\left[A_2\sin(\theta_2 - \theta_C) - A_1\sin(\theta_1 - \theta_C)\right] \end{aligned} \tag{3.23}$$

Rappelons que l'objectif de ce travail est d'orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau dans une direction souhaitée. Cette direction se traduit par un gradient de phase qui doit être imposé entre les signaux appliqués sur les éléments adjacents du réseau. Ce gradient de phase varie en contrôlant les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs situé aux extrémités du réseau. Cependant, les oscillateurs constituant le réseau doivent se synchroniser à une fréquence commune. Ainsi, les calculs présentés par la suite ont pour but d'établir un système d'équations qui définit les états de synchronisation des oscillateurs à partir des équations dynamiques (3.16) et (3.23) trouvées précédemment. Ensuite, ce système d'équations doit être résolu et la stabilité des solutions doit être évaluée afin de désigner les états de synchronisation du système.

Pour commencer, nous définissons les notations A_{cx} et A_{cy} qui sont déduites de l'expression suivante du courant de couplage :

$$I_C e^{j\theta_C} = I_C\cos(\theta_C) + jI_C\sin(\theta_C) \tag{3.24}$$

Et donc, on va poser :

$$A_{cx} = \frac{I_C}{G_L}\cos(\phi_C) \tag{3.25}$$

$$A_{cy} = \frac{I_C}{G_L}\sin(\phi_C)$$

Où :

$$\theta_C(t) = \omega t + \phi_C(t) \;;\; \theta_1(t) = \omega t + \phi_1(t) \;;\; \theta_2(t) = \omega t + \phi_2(t) \tag{3.26}$$

Les équations (3.16) peuvent donc être réécrites sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{A}_1 &= \mu Si(A_1) A_1 \omega_a + \omega_a [A_{cx} \cos(\phi_1) + A_{cy} \sin(\phi_1)] \\
\dot{\phi}_1 &= \omega_{01} - \omega - \omega_a \frac{1}{A_1} [A_{cx} \sin(\phi_1) - A_{cy} \cos(\phi_1)] \\
\dot{A}_2 &= \mu Si(A_2) \omega_a A_2 - \omega_a [A_{cx} \cos(\phi_2) + A_{cy} \sin(\phi_2)] \\
\dot{\phi}_2 &= \omega_{02} - \omega + \omega_a \frac{1}{A_2} [A_{cx} \sin(\phi_2) - A_{cy} \cos(\phi_2)]
\end{aligned} \tag{3.27}$$

$$\dot{A}_{cx} = \frac{\dot{I}_C}{G_L} \cos(\phi_C) - \frac{I_C}{G_L} \dot{\phi}_C \sin(\phi_C)$$

$$\dot{A}_{cy} = \frac{\dot{I}_C}{G_L} \sin(\phi_C) + \frac{I_C}{G_L} \dot{\phi}_C \cos(\phi_C)$$

où :

$\dot{\phi}_1 = \dot{\theta}_1 - \omega$; $\dot{\phi}_2 = \dot{\theta}_2 - \omega$; $\dot{\phi}_c = \dot{\theta}_c - \omega$

Remplaçons $\dot{I}_c$ et $\dot{\phi}_c$ à partir des équations (3.23), nous obtenons les expressions suivantes de $\dot{A}_{cx}$ et $\dot{A}_{cy}$:

$$\begin{aligned}
\dot{A}_{cx} &= -\omega_{ac} A_{cx} + (\omega - \omega_{0c}) A_{cy} + \omega_{ac} \lambda_0 [A_2 \cos(\phi_2) - A_1 \cos(\phi_1)] \\
\dot{A}_{cy} &= -\omega_{ac} A_{cy} - (\omega - \omega_{0c}) A_{cx} + \omega_{ac} \lambda_0 [A_2 \sin(\phi_2) - A_1 \sin(\phi_1)]
\end{aligned} \tag{3.28}$$

où :

$\lambda_0 = \dfrac{1}{G_L R_c}$: est la constante de couplage.

Le système est synchronisé si les variations dans le temps des amplitudes et des phases sont nulles. Ainsi, les états de synchronisation peuvent être déterminés en annulant les équations (3.28). Dans ces conditions, $\dot{A}_{cx} = 0$ et $\dot{A}_{cy} = 0$, et donc :

$$\begin{aligned}
\omega_{ac} A_{cx} - (\omega - \omega_{0c}) A_{cy} &= \omega_{ac} \lambda_0 [A_2 \cos(\phi_2) - A_1 \cos(\phi_1)] \\
(\omega - \omega_{0c}) A_{cx} + \omega_{ac} A_{cy} &= \omega_{ac} \lambda_0 [A_2 \sin(\phi_2) - A_1 \sin(\phi_1)]
\end{aligned} \tag{3.29}$$

On peut constater que les équations ci-dessus peuvent être mises sous une forme matricielle, et la loi de Cramer permet ainsi de trouver les expressions de A_{cx} et A_{cy} montrées ci-dessous :

$$\begin{aligned} A_{cx} &= \lambda_0 \varepsilon^2 [A_2 \cos(\phi_2) - A_1 \cos(\phi_1)] + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \lambda_0 \varepsilon^2 [A_2 \sin(\phi_2) - A_1 \sin(\phi_1)] \\ A_{cy} &= \lambda_0 \varepsilon^2 [A_2 \sin(\phi_2) - A_1 \sin(\phi_1)] - \frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}} \lambda_0 \varepsilon^2 [A_2 \cos(\phi_2) - A_1 \cos(\phi_1)] \end{aligned} \tag{3.30}$$

où $\varepsilon = \dfrac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}}\right)^2}}$ traduit un facteur d'échelle de la force du couplage et $\Delta\omega_c = \omega - \omega_c$ représente la différence entre la pulsation de synchronisation et la pulsation de résonance du circuit de couplage.

Imposant ainsi une valeur nulle aux autres dérivées de (3.27), de sorte que $\dot{A}_1 = 0$ et $\dot{\phi}_1 = 0$, $\dot{A}_2 = 0$ et $\dot{\phi}_2 = 0$ permet d'obtenir les équations algébriques qui décrivent les états de synchronisation des deux oscillateurs. Ces équations sont données par les expressions ci-dessous :

$$\begin{aligned} (\mu Si(A_1) - \lambda_0 \varepsilon^2) A_1 &= -\lambda_0 \varepsilon A_2 \cos(\Delta\phi - \Phi) \\ \Delta\omega_{01} - (1 - \lambda_0 \varepsilon^2 \frac{\omega_a}{\omega_{ac}}) \Delta\omega_c &= -\lambda_0 \varepsilon \omega_a \frac{A_2}{A_1} \sin(\Delta\phi - \Phi) \\ (\mu Si(A_2) - \lambda_0 \varepsilon^2) A_2 &= -\lambda_0 \varepsilon A_1 \cos(\Delta\phi + \Phi) \\ \Delta\omega_{02} - (1 - \lambda_0 \varepsilon^2 \frac{\omega_a}{\omega_{ac}}) \Delta\omega_c &= \lambda_0 \varepsilon \omega_a \frac{A_1}{A_2} \sin(\Delta\phi + \Phi) \end{aligned} \tag{3.31}$$

Où $\Phi = \arctan\left(\dfrac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}}\right)$ est la phase du couplage et

$$\Delta\omega_{01} = \omega_{01} - \omega_{0c}$$

$$\Delta\omega_{02} = \omega_{01} - \omega_{0c}$$

Ainsi, une solution de (3.31) indique l'existence d'un état de synchronisation et fournit à l'utilisateur les amplitudes A_1 et A_2 des deux oscillateurs, ainsi que le déphasage $\Delta\phi$ et la pulsation de synchronisation ω pour une combinaison ($\Delta\omega_{01}$, $\Delta\omega_{02}$).

Il est à noter que la capacité des oscillateurs à se synchroniser augmente avec la force du couplage et elle est maximum quand la phase du couplage est de 0 ° ou 180 °. Ceci peut être

démontré en exprimant le facteur d'échelle de la force du couplage en fonction de la phase du couplage Φ : $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{1+[\tan(\Phi)]^2}}$. Ainsi, pour $\Phi = 0°$ou $\Phi = 180°$, $\varepsilon = 1$ et donc le facteur d'échelle de la force du couplage est au maximum. Cependant, pour une phase de couplage $\Phi = \pm 90$ °, $\varepsilon = 0$ et la capacité des oscillateurs à se synchroniser est alors minimale.

Par conséquent, on peut conclure que la capacité des oscillateurs à se synchroniser dépend de façon critique de la phase du couplage et donc de la proximité entre la fréquence de synchronisation et la fréquence de résonance du circuit de couplage comparée à la bande passante du circuit de couplage.

Considérons le cas particulier où $\Delta\omega_{01} = \Delta\omega_{02}$, et en utilisant le système d'équations (3.31), on peut montrer que la différence de phase $\Delta\phi$ est égale à zéro et les oscillateurs vont se synchroniser sur une bande dépendant de la bande passante du circuit de couplage (ωac) avec des amplitudes égales ($A_1 = A_2$).

D'autre part, lorsque la pulsation de résonance du circuit de couplage (ω_{0C}) est situé exactement entre les deux fréquence d'oscillation libre des deux oscillateurs, c'est à dire pour $\Delta\omega_{01} = -\Delta\omega_{02}$, on peut montrer, en utilisant le système (3.31), que $\Delta\omega_C = 0$, ce qui implique $\Phi = 0$ et $A_1 = A_2$. Dans ces conditions, la différence entre les pulsations d'oscillation libre des oscillateurs 1 et 2 peut être exprimée comme suit:

$$\Delta\omega_0 = 2\lambda_0\omega_a \sin(\Delta\phi) \tag{3.32}$$

Avec : $\Delta\omega_0 = \omega_{02} - \omega_{01}$

En outre, les amplitudes sont égales et, toujours à partir du système (3.31), nous pouvons écrire:

$$A^2 = \frac{4}{3b}\left[a - G_L\left(1 - \lambda_0\left(\cos(\Delta\phi) - 1\right)\right)\right] \tag{3.33}$$

3.2.2 Dérivation des équations dynamiques pour deux oscillateurs "Van der Pol" couplés par un circuit large bande

Rappelons-nous que dans [Lynch,01], [Ionita, 12] et [Cordeau, 13] les équations dynamiques décrivant les états de synchronisation pour deux oscillateurs van der Pol couplés au moyen d'un circuit résonant RLC ont été décrites, comme indiqué dans la section

précédente. Partant de là, en imposant une valeur nulle à chacune des dérivées, les équations algébriques décrivant les états de synchronisation des deux oscillateurs de van der Pol couplés par un circuit RLC série ont été obtenues. Ce système de quatre équations à quatre inconnues est rappelé comme suit:

$$(\mu Si(A_1) - \lambda_0 \varepsilon^2) A_1 = -\lambda_0 \varepsilon A_2 \cos(\Delta\phi - \Phi)$$

$$\Delta\omega_{01} - (1 - \lambda_0 \varepsilon^2 \frac{\omega_a}{\omega_{ac}}) \Delta\omega_c = -\lambda_0 \varepsilon \omega_a \frac{A_2}{A_1} \sin(\Delta\phi - \Phi)$$

$$\mu Si(A_2) - (\lambda_0 \varepsilon^2) A_2 = -\lambda_0 \varepsilon A_1 \cos(\Delta\phi + \Phi)$$

$$\Delta\omega_{02} - (1 - \lambda_0 \varepsilon^2 \frac{\omega_a}{\omega_{ac}}) \Delta\omega_c = \lambda_0 \varepsilon \omega_a \frac{A_1}{A_2} \sin(\Delta\phi + \Phi)$$

Notons que l'aptitude de ces oscillateurs couplés à se synchroniser à une fréquence commune est affectée par les paramètres suivants [Tohmé, 08]:

- $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}}\right)^2}}$: Facteur d'échelle de la force de couplage ;

- $\Phi = \arctan\left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_{ac}}\right)$: la phase du couplage ;

- $\lambda_0 = \frac{1}{G_L R_c}$: la constante de couplage, où G_L est la conductance modélisant la partie résistive du résonateur ;

- $2\omega_a = \frac{G_L}{c}$: la bande passante du résonateur ;

- $2\omega_{ac} = \frac{R_C}{L_C}$: la bande passante du circuit de couplage à vide ;

- ω_{01} et ω_{02} : les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs 1 et 2 ;

- ω_{0C} : la fréquence de résonance du circuit de couplage ;

- $\Delta\omega_{01} = \omega_{01} - \omega_{0C}$; $\Delta\omega_{02} = \omega_{02} - \omega_{0C}$; $\Delta\omega_{C} = \omega - \omega_{0C}$

Dans ces conditions, le cas large bande est obtenu en faisant tendre la bande de fréquence du circuit de couplage vers l'infini soit $\omega_{ac} \to \infty$ ce qui signifie que le circuit de couplage est constitué d'une résistance par exemple [York, 94]. Ainsi, si $\omega_{ac} \to \infty$ alors $\varepsilon = 1$ et $\Phi = 0$. Dans ces conditions, le nouveau système d'équations décrivant les états de synchronisation peut être écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
(\mu \mathrm{Si}(A_1) - \lambda_0)A_1 &= -\lambda_0 A_2 \cos(\Delta\phi) \\
\Delta\omega_{01} - \Delta\omega_c &= -\lambda_0 \omega_a \frac{A_2}{A_1}\sin(\Delta\phi) \\
(\mu \mathrm{Si}(A_2) - \lambda_0)A_2 &= -\lambda_0 A_1 \cos(\Delta\phi) \\
\Delta\omega_{02} - \Delta\omega_c &= \lambda_0 \omega_a \frac{A_1}{A_2}\sin(\Delta\phi)
\end{aligned} \qquad (3.34)$$

Or $\Delta\omega_{01} - \Delta\omega_{C} = \omega_{01} - \omega$ et $\Delta\omega_{02} - \Delta\omega_{C} = \omega_{02} - \omega$

Alors le système d'équations est définit par :

$$\begin{aligned}
(\mu \mathrm{Si}(A_1) - \lambda_0)A_1 &= -\lambda_0 A_2 \cos(\Delta\phi) \\
\omega_{01} &= \omega - \lambda_0 \omega_a \frac{A_2}{A_1}\sin(\Delta\phi) \\
(\mu \mathrm{Si}(A_2) - \lambda_0)A_2 &= -\lambda_0 A_1 \cos(\Delta\phi) \\
\omega_{02} &= \omega + \lambda_0 \omega_a \frac{A_1}{A_2}\sin(\Delta\phi)
\end{aligned} \qquad (3.35)$$

Ainsi, connaissant les paramètres λ_0, ω_a, a et b, une solution du système (3.35) permet de fournir les amplitudes A_1 et A_2 des deux oscillateurs, ainsi que le déphasage et la pulsation de synchronisation ω pour une combinaison (ω_{01}, ω_{02}) donnée. Néanmoins, étant donné que les deux oscillateurs sont considérés identiques et pour un circuit de couplage large bande ou résistif, la fréquence de synchronisation est prévue être située entre les fréquences d'oscillation libre des deux oscillateurs [Lynch, 01], de telle sorte que:

$$\omega = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2}$$

Ainsi, selon la deuxième et la quatrième équation du système (3.35), A1 = A2. Dans ces conditions, la forme de déphasage se retrouve à nouveau à partir de (3.35) en soustrayant les deuxième et quatrième équations conduisant à la même équation que (3.32). En outre, les amplitudes qui sont égales dans ce cas, sont retrouvées à partir de (3.35) en combinant la première et la troisième équation conduisant à exactement la même expression que dans (3.33).

3.3 Conception et implémentation d'un réseau de VCOs différentiels couplés à 6 GHz

Dans cette partie, nous présentons la conception d'un réseau d'oscillateurs différentiels couplés entre eux de manière à fournir le déphasage entre les signaux nécessaires à la commande d'un réseau d'antennes. Ce circuit a également été réalisé avec la technologie NXP QUBIC4X BiCMOS SiGe 0,25 µm. Il utilise, comme nous allons le voir par la suite, principalement l'architecture de l'O.C.T. différentiel détaillée dans le chapitre précédent. Les règles de conception de ce circuit, ainsi que le choix de ses éléments constitutifs ne seront donc pas répétés ici. Nous allons présenter, dans un premier temps, la topologie retenue. Nous nous intéresserons par la suite au couplage résistif de deux VCOs, ce réseau sera implémenté et des simulations post layout sous spectre RF ainsi que les résultats de mesure obtenus seront présentés. Une fois le couplage de deux VCOs validé, quatre VCOs différentiels seront couplés entre eux dans les mêmes conditions. Nous passerons ainsi à la description de l'étape de réalisation, dans la technologie mise à notre disposition, suivie de la comparaison des résultats simulés et expérimentaux. Ensuite, une nouvelle méthode de couplage des VCOs sera présentée. Elle est basée sur l'utilisation d'un transistor MOS fonctionnant en zone ohmique comme circuit de couplage. L'efficacité et la validation de cette méthode sera prouvée à partir des résultats de simulations post-layout du circuit.

3.3.1 *Conception et réalisation d'un réseau de VCOs différentiels couplés au moyen d'une résistance*

Rappelons que l'objectif est d'orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau dans une direction requise. Cette direction se traduit par un gradient de phase qui doit être imposé entre les signaux appliqués sur les éléments adjacents du réseau. Ce gradient de phase est contrôlé en commandant les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs constituant le réseau. Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe 1.4, la principale méthode

disponibles pour obtenir le déphasage nécessaire est de contrôler la variation des fréquences d'oscillation libre des deux OCTs situés aux extrémités du réseau.

Malheureusement, il est montré aussi dans la littérature que la limite théorique de ce déphasage qui peut être obtenu en utilisant un réseau d'Oscillateurs Contrôlés en Tension "single ended" est seulement de ± 90 °. Pour cela, il est intéressant d'étudier et d'analyser le comportement d'un réseau d'oscillateurs différentiels couplés puisque, dans ce cas, la limite théorique du déphasage est de 360 ° due au caractère différentiel du réseau. Ainsi, l'utilisation d'un tel réseau permet théoriquement un contrôle continu du déphasage de 360 ° conduisant ainsi à une meilleure efficacité du réseau d'antennes commandé.

Indépendamment de la topologie, tout réseau d'oscillateurs doit satisfaire deux exigences clefs.

- Premièrement, les oscillateurs élémentaires doivent se synchroniser de façon stable dans le temps à une fréquence commune ;
- Deuxièmement, ils doivent maintenir le déphasage entre eux à la valeur requise. Cela exige une compréhension solide de l'influence des divers paramètres du circuit, comme la force de couplage et l'écart entre les fréquences d'oscillation libre des oscillateurs élémentaires, sur les valeurs des phases des tensions aux bornes de chacun des oscillateurs.

Pour illustrer le concept, considérons le schéma de la figure 3.2. Supposons que la pulsation de synchronisation souhaitée ω est constante. Sous certaines conditions, et en contrôlant les pulsations d'oscillation libre des deux oscillateurs couplés, ω_{01} et ω_{02}, la synchronisation a lieu et les deux oscillateurs auront la même pulsation d'oscillation ω à la sortie. Cette synchronisation se produit à condition que les valeurs choisies pour ω_{01} et ω_{02} appartiennent à une plage des solutions stables bien définie (cf. système d'équation 3.35).

En outre, l'utilisation d'un circuit de couplage résistif au lieu d'un circuit résonant présente les avantages suivants:

- La capacité des oscillateurs à se synchroniser est accrue du fait que $\varepsilon = 1$ et $\Phi = 0$ vu que la bande passante du circuit de couplage est très grande;
- L'intégration d'une résistance au lieu d'un circuit résonant conduit à une minimisation de la surface de la puce.

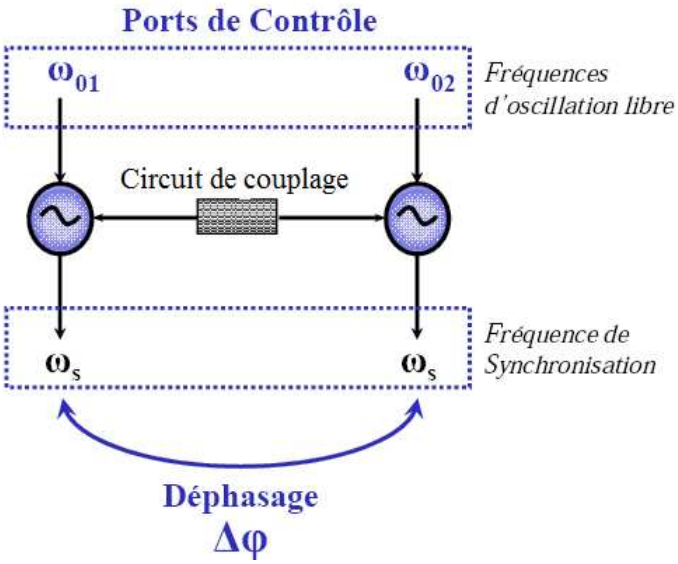

Figure 3.2 Schéma illustrant les ports de contrôle et de sortie pour deux OCTs couplés

D'abord couplés deux à deux, ces oscillateurs sont simulés sous cadence et les résultats obtenus sont présentés. Une fois le couplage de deux OCTs validé, quatre oscillateurs sont couplés entre eux et les résultats de mesures obtenus seront présentés et comparés au résultats de simulation à la fin de cette section.

3.3.1.1 Réseau composé de deux OCTs couplés

Le réseau conçu est constitué de deux OCTs NMOS différentiels couplés au moyen d'une résistance R_c /2, comme indiqué sur la figure 3.3, avec R_c la valeur de la résistance de couplage utilisée dans la théorie présentée dans la section 3.2 et basée sur le couplage de deux oscillateurs Van der Pol "single-ended".

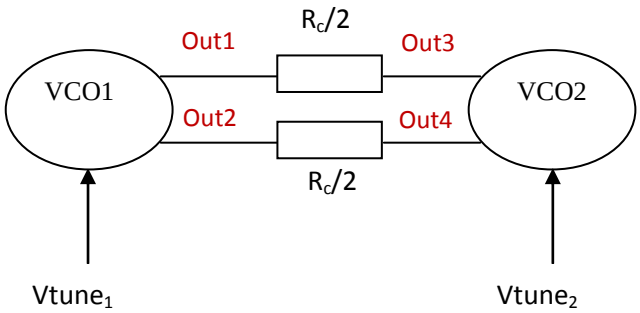

Figure 3.3 Schéma du réseau constitué de deux OCTs couplés

En effet, considérons d'abord le cas de deux oscillateurs couplés de façon asymétrique au moyen d'une résistance R_{SE} comme le montre la figure 3.4.a. Dans ce cas, nous pouvons écrire:

$$V_1 + V_C - V_2 = 0$$

Et $$V_C = R_{SE} I_c \qquad (3.36)$$

Donc $$V_1 - V_2 = -R_{SE} I_c$$

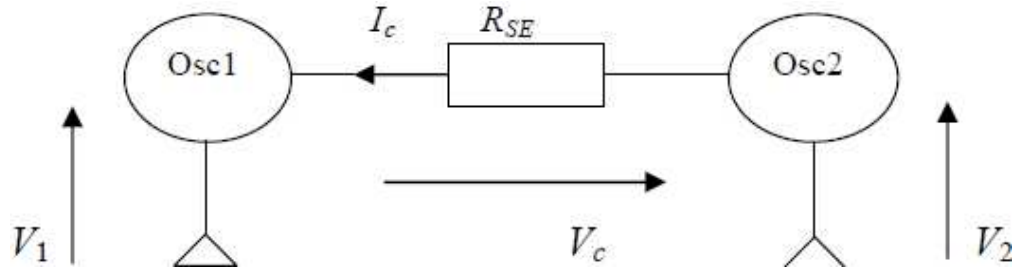

Figure 3.4.a Deux oscillateurs "single-*ended" couplés au moyen d'une résistance* R_{SE}

Considérons maintenant le cas de deux oscillateurs différentiels couplés au moyen d'une résistance R_D comme illustré sur la figure 3.4.b. Nous pouvons alors écrire :

$$V_1 + V_C - V_2 + V_C = 0$$

Et $$V_C = R_D I_c \qquad (3.37)$$

Donc $$V_1 - V_2 = -2R_D I_c$$

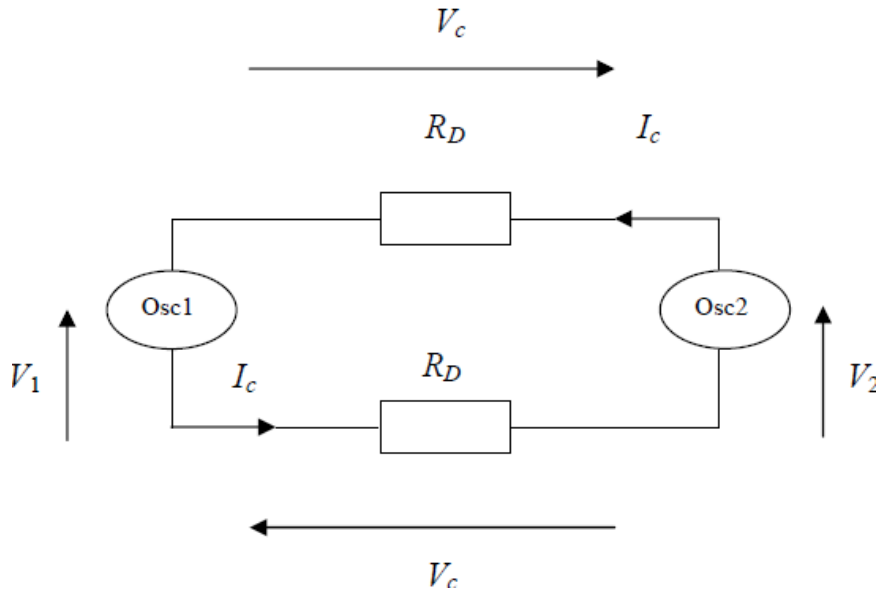

Figure 3.4.b D*eux oscillateurs différentiels couplés au moyen d'une résistance* R_D

Ainsi, afin de correspondre à la théorie basée sur le couplage des oscillateurs "single ended" et de lier les résultats de simulation obtenus aux équations théoriques déjà présentées, la condition suivante doit être satisfaite :

$$R_D = \frac{R_{SE}}{2} \tag{3.38}$$

La structure de chaque OCT différentiel constituant le réseau illustré sur la figure 3.3 a été détaillée précédemment. Les OCTs sont considérés identiques, à l'exception de leurs fréquences d'oscillation libre. Ainsi, les fréquences de ces deux OCTs peuvent être contrôlées à l'aide des tensions de commande Vtune1 et Vtune2.

En outre, selon York et al. [Maccarini, 03], le déphasage obtenu est constant et indépendant du nombre d'oscillateurs constituant le réseau. Il peut de plus être facilement contrôlé par un léger désaccord des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs (VCO1 et VCO2). En conséquence, les tensions de commande des deux OCTs ($Vtune_1$ et $Vtune_2$) peuvent être ajustées de manière à obtenir le déphasage désiré.

Les deux OCT différentiels sont couplés au moyen d'une résistance de valeur 400 Ω . Le choix de cette valeur de résistance est basée sur l'exploitation des paramètres Z du résonateur sous « spectre RF » dans le but de déterminer la valeur de la résistance équivalente du résonateur ($1/G_L$) afin de maximiser la plage de verrouillage ainsi que la variation en phase.

En effet, la capacité des OCTs couplés à se synchroniser ainsi que le déphasage obtenu entre les OCTs adjacents dépend essentiellement de la valeur de la constante de couplage λ_0, comme expliqué dans [Lynch, 01]. Ainsi, pour une valeur faible de λ_0, la capacité des oscillateurs à se synchroniser est faible. A l'inverse, cette capacité à se synchroniser augmente avec l'augmentation de la valeur de la force de couplage. Le meilleur compromis plage de synchronisation-plage de déphasage étant obtenu pour $\lambda_0 = 0{,}5$.

Ainsi, rappelons la formule de la constante de couplage : $\lambda_0 = \frac{1}{G_L R_c} = 0.5$, ce qui permet de calculer la valeur de la résistance R_c : $R_C = \frac{2}{G_L} = 2 * R_{eq}$ avec R_{eq} est la résistance équivalente simulée du résonateur qui vaut 400 Ω.

3.3.1.1.1 Implémentation et résultats de mesures

3.3.1.1.1.1 Implémentation du réseau de deux OCTs couplés

Le réseau d'oscillateurs couplés a également été implémenté avec la technologie BiCMOS SiGe 0,25 µm de NXP. Les règles de dessin définies dans le deuxième chapitre ont également été appliquées en prenant garde à parfaitement respecter la symétrie du circuit pour assurer

une précision suffisante de l'écart de phase entre chacun des signaux de sortie. Le dessin des masques est donné sur la figure 3.5.

Le réseau composé de deux OCTs couplés de la figure 3.3 a été implémenté sur la même puce que l'OCT différentiel défini précédemment. Il a donc été encapsulé dans le même boîtier de type HVQFN20. La même carte de test décrite précédemment a été utilisée et les conditions de mesure sont donc identiques à celles de l'OCT différentiel défini dans le chapitre précédent (paragraphe 2.3.2).

La photomicrographie du circuit est donnée sur la figure 3.6. La superficie totale du réseau des OCTs est de 1520*525 μm^2 soit environ 2 fois la superficie de l'OCT différentiel. Notons que chacune des lignes d'impédance caractéristique 50 Ω conçues pour les signaux de sortie de l'OCT sont parfaitement identiques de manière à éviter tout déséquilibre.

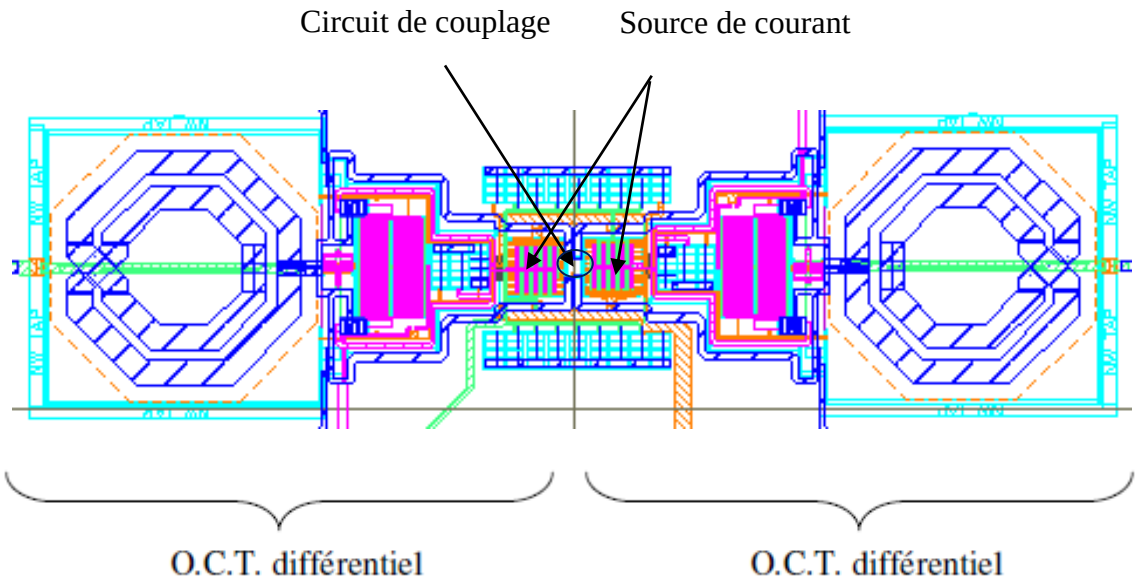

Figure 3.5 Dessin *des masques d'un réseau constitué de deux O*CTs différentiels couplés

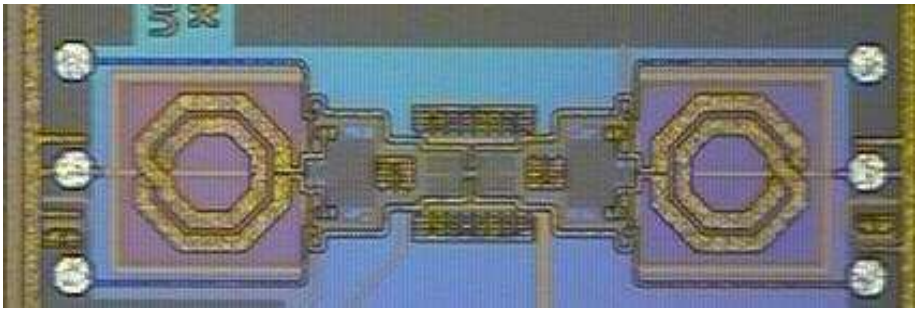

Figure 3.6 Photomicrographie du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés

3.3.1.1.1.2 Résultats de mesures

Les mesures ont été effectuées en utilisant le même banc de mesure déjà décrit et dans les mêmes conditions que celles définies dans le chapitre précédent pour l'OCT différentiel.

- Déphasage

Les mesures effectuées avec un oscilloscope Lecroy SDA 816 Zi-A 16 GHz 40 GS/s montrent que la valeur minimale du déphasage entre les VCO adjacents est égale à -1.7 ° et est obtenue pour les tensions de commande suivantes : V_{tune1} = V_{tune2} = 0.9 V donc des fréquences d'oscillation libre f_{01}=f_{02}= 6.025 GHz. La figure 3.7 montre les formes d'onde sinusoïdales des signaux de sortie observés sur charge 50 Ω. Dans ce cas, les deux OCTs sont synchronisés à une fréquence de 6.025 GHz.

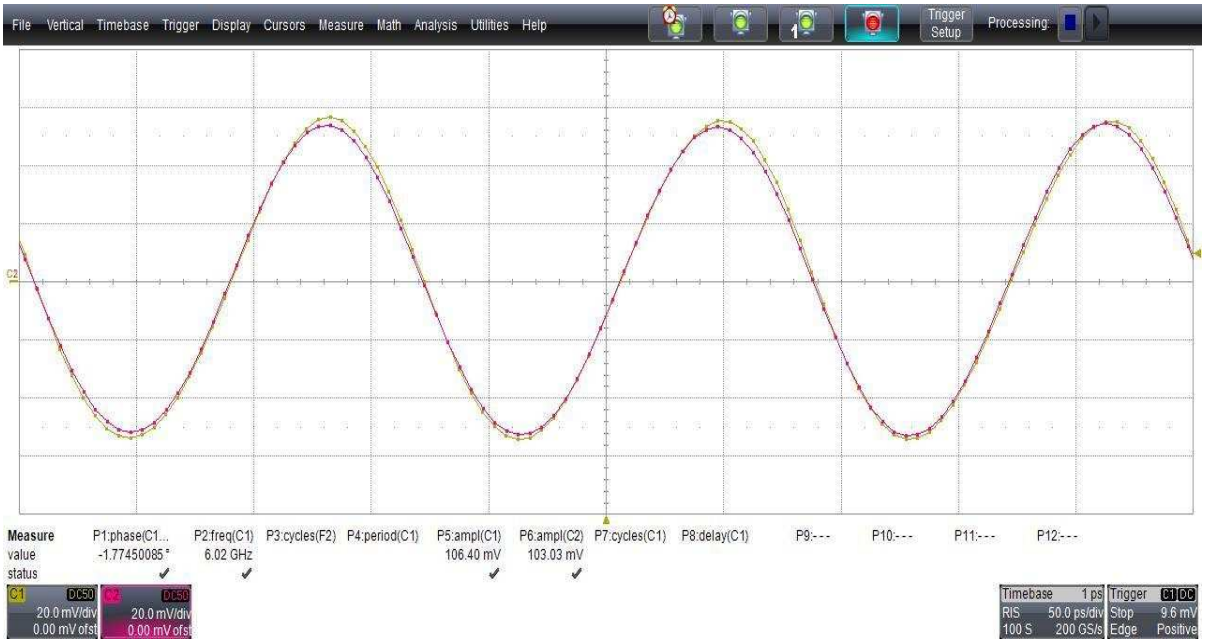

Figure 3.7 *Formes d'ondes* à la sortie des deux VCOs lorsque f_{01}= f_{02}= 6.025 GHz *avec* $\Delta\phi$ = - 1.7 °

Maintenant, afin de montrer l'aptitude et la capacité du système à atteindre le déphasage souhaité, nous avons changé les fréquences d'oscillation libre des deux OCTs de telle sorte que la fréquence de synchronisation soit la même. En effet, rappelons que pour un circuit de couplage large bande, la fréquence de synchronisation se situe théoriquement au milieu des deux fréquences d'oscillation libre des deux OCTs constituant le réseau de sorte que : Fs= (F_{01}+F_{02})/2. La figure 3.8 illustre les formes d'onde sinusoïdales des signaux de sortie (Out 1 et Out3) obtenues pour $Vtune_1$ = 1.85 V et $Vtune_2$ = 0.25 V. La valeur du déphasage obtenu est de -86 ° et constitue ici la valeur maximale du déphasage qui peut être obtenue avec ce

circuit puisqu'au delà des valeurs des tensions de commande appliquées, les oscillateurs ne sont plus en mesure de se synchroniser.

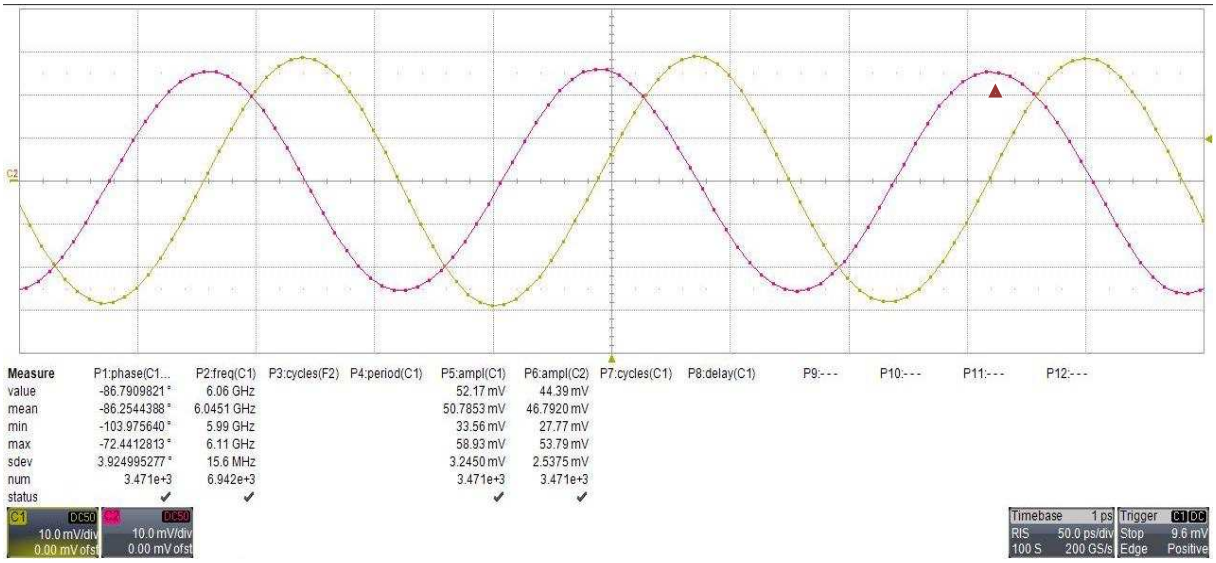

Figure 3.8 *Formes d'ondes temporelles des tensions de sortie de*s deux OCTs couplés lorsque $Vtune_1$= 1.85 V et $Vtune_2$= 0.25 V *avec* $\Delta\phi$ = -86 °

Notons de plus que dans ce cas également, les deux OCTs se synchronisent pratiquement à la même fréquence d'oscillation égale à 6.045 GHz. Notons également que cette valeur maximale du déphasage obtenue expérimentalement est proche de la valeur maximale théorique de ± 90°.

Nous constatons de plus un léger écart entre les amplitudes des tensions de sortie des deux OCTs couplés. Cependant, il est utile de préciser que les capacités parasites rajoutées par l'étape de dessin peuvent ne pas être les seules causes de la dégradation de la précision en phase et en amplitude. En effet, des dispersions technologiques sur la puce de même que les dispersion technologiques des composants CMS constituant la carte de test (PCB) peuvent être la cause d'une différence d'amplitude des signaux de sorties.

En fonction de l'écart de fréquence entre les deux OCTs, la figure 3.9 montre l'évolution des fréquences d'oscillation libre des OCTs (sans le circuit de couplage) ainsi que leur fréquence de synchronisation lorsqu'ils sont couplés. Bien que les fréquences d'oscillation libre des deux OCTs soient symétriques par rapport à 6.025 GHz, on constate que la fréquence de synchronisation varie légèrement et qu'elle n'est pas parfaitement équidistante des fréquences d'oscillation libre des deux OCTs. Cette fréquence de synchronisation varie entre 6.025 GHz et 6.045 GHz.

La figure 3.10 illustre l'évolution de la fréquence de synchronisation mesurée et celle obtenu par les simulations post-layout. Cette figure montre que la fréquence de synchronisation obtenue en simulations post-layout est de 5.92 GHz, et donc à 100 MHz d'écart par rapport à la valeur mesurée qui varie entre 6.025 et 6.045 GHz. Cette différence s'explique par la présence des circuits d'adaptation ajoutés.

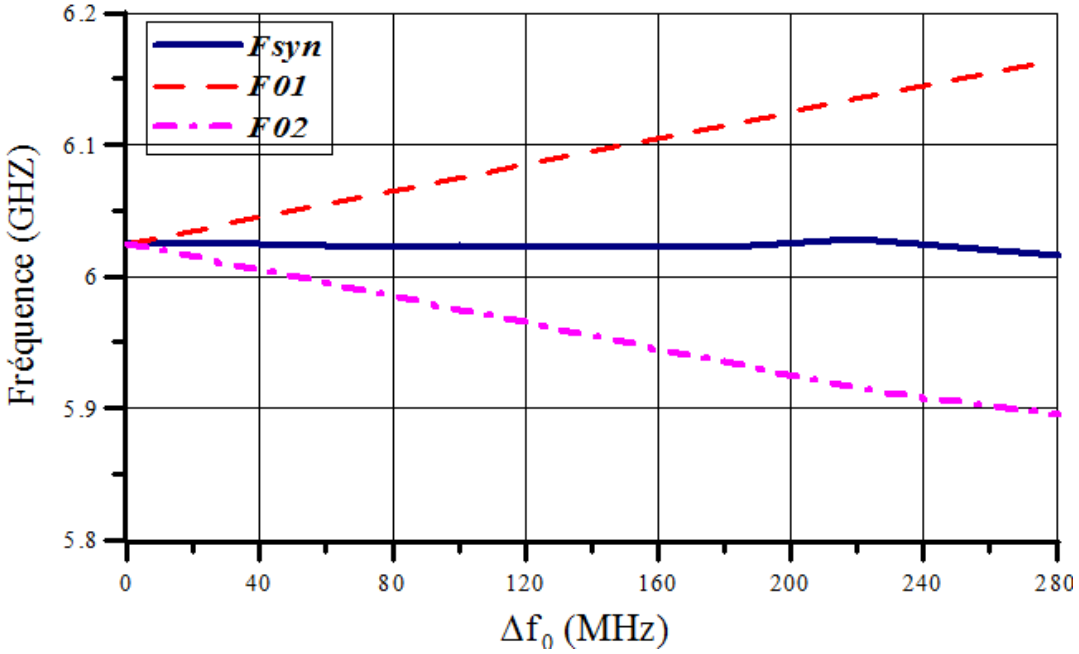

Figure 3.9 *Fréquences d'oscillation libre et fréquence de synchronisation tracées en fonction* de Δf_0

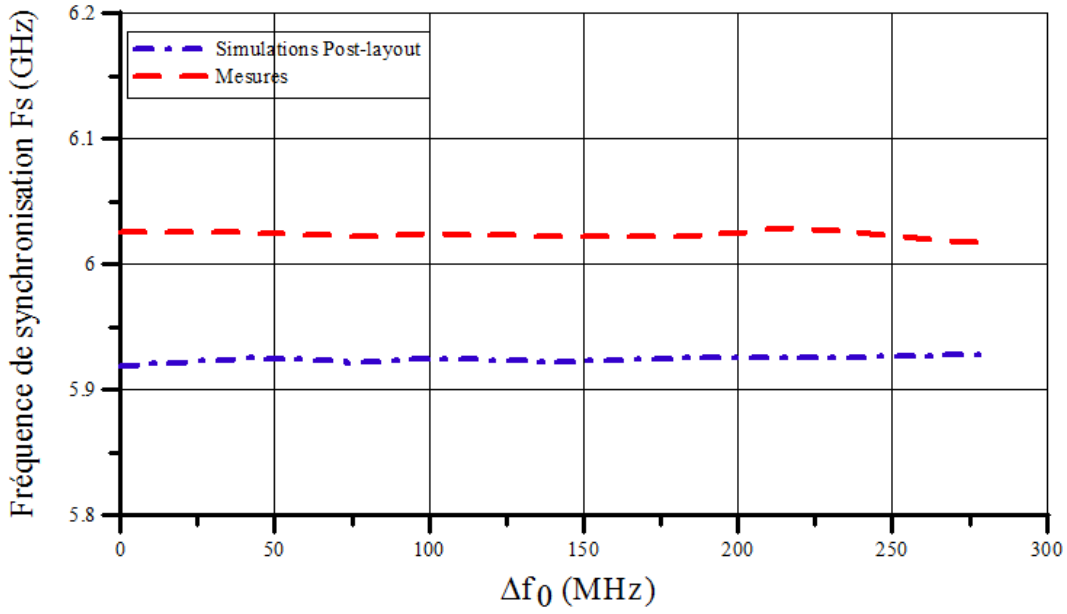

Figure 3.10 Comparaison de la fréquence de synchronisation mesurée et simulée

Maintenant, observons, sur la figure 3.11, les déphasages entre les tensions de sortie (Out 1 et Out3) des deux OCTs en fonction de l'écart entre les fréquences d'oscillation libre. Nous pouvons constater que la plage de déphasage réalisable est comprise entre -86 ° et +82 ° (limite théorique ±90°) pour un écart de 280 MHz entre les fréquences d'oscillation libre des deux OCTs.

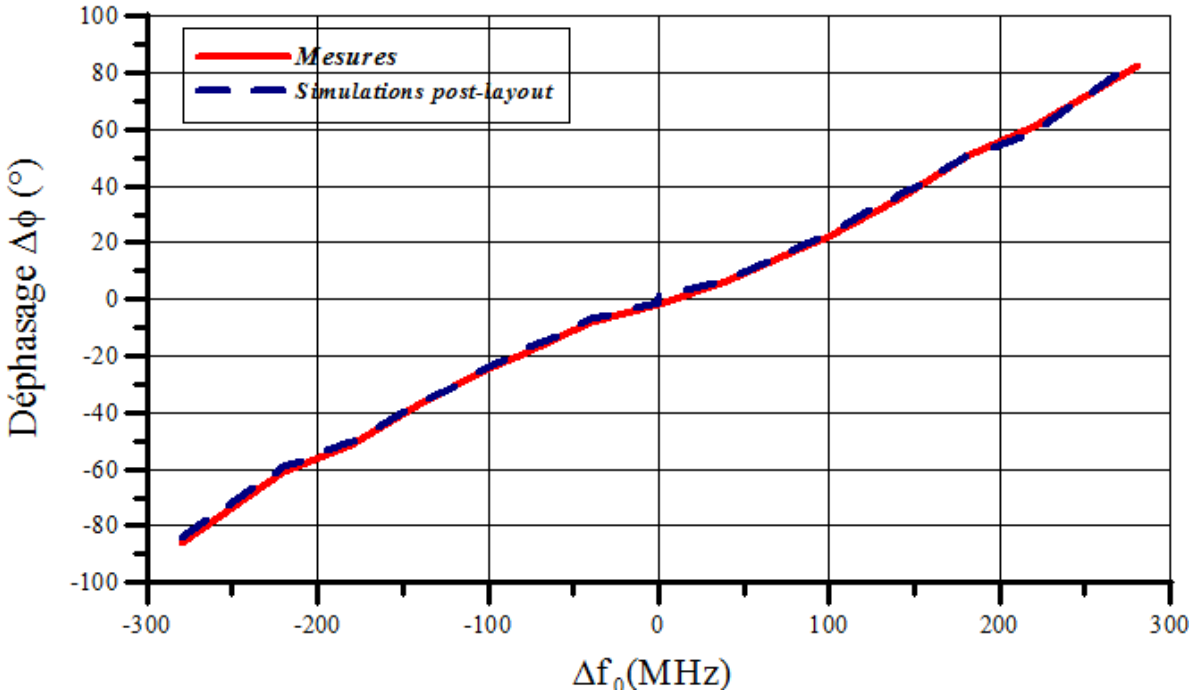

Figure 3.11 Comparaison du déphasage obtenu

Pour la prédiction de la valeur de déphasage, l'équation (3.33) a déjà été démontrée par J. Lynch et R. York dans [Lynch, 2001] pour le cas d'un couplage à bande étroite. Il montre que lorsque les tensions de commande des oscillateurs sont écartés, tout en gardant la fréquence de synchronisation à la moitié des fréquences d'oscillation libre, le déphasage augmente jusqu'à atteindre la limite de synchronisation. Ce comportement théorique est vérifié par les mesures obtenus, comme indiqué sur la figure 3.11. Nous pouvons remarquer aussi que les valeurs de déphasage mesurées concordent avec celles obtenues avec les simulations post-layout. Ceci montre bien que la symétrie du dessin du circuit est bonne compte tenu du fait que le déphasage résiduel obtenu est de seulement -1.7° qui est probablement du aux bonding et aux composants CMS du PCB.

En ce qui concerne la prédiction des amplitudes données par l'équation (3.33), l'amplitude est minimale à la limite de la zone de synchronisation (lorsque le déphasage est maximal donc en augmentant la différence de fréquence Δf_0) et maximale quand les fréquences d'oscillation libre sont égales $f_{01}=f_{02}$ (c'est à dire lorsque le déphasage est nul). Comme nous pouvons le

remarquer sur la figure 3.12, ce comportement est également vérifiée par les mesures effectuées. En outre, ces résultats montrent que la théorie proposée peut être utilisée pour concevoir un réseau constitué de deux OCTs différentielles couplées par un circuit large bande.

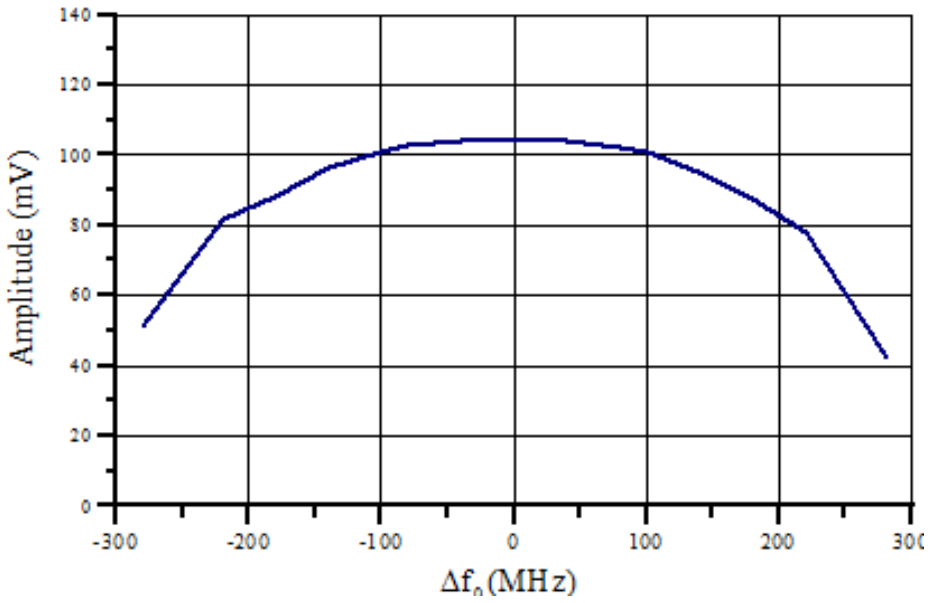

Figure 3.12 Amplitude mesurée *en fonction de* Δf_0

Afin de visualiser l'étendue du déphasage obtenu par le réseau de deux OCTs couplés pour la commande d'un réseau d'antennes, la figure 3.13 montre son évolution en fonction de l'écart entre les fréquences d'oscillation libre des deux OCTs $\Delta f_0 = f_{01} - f_{02}$. La fréquence de synchronisation de l'ensemble varie entre 6.025 GHz et 6.045 GHz.

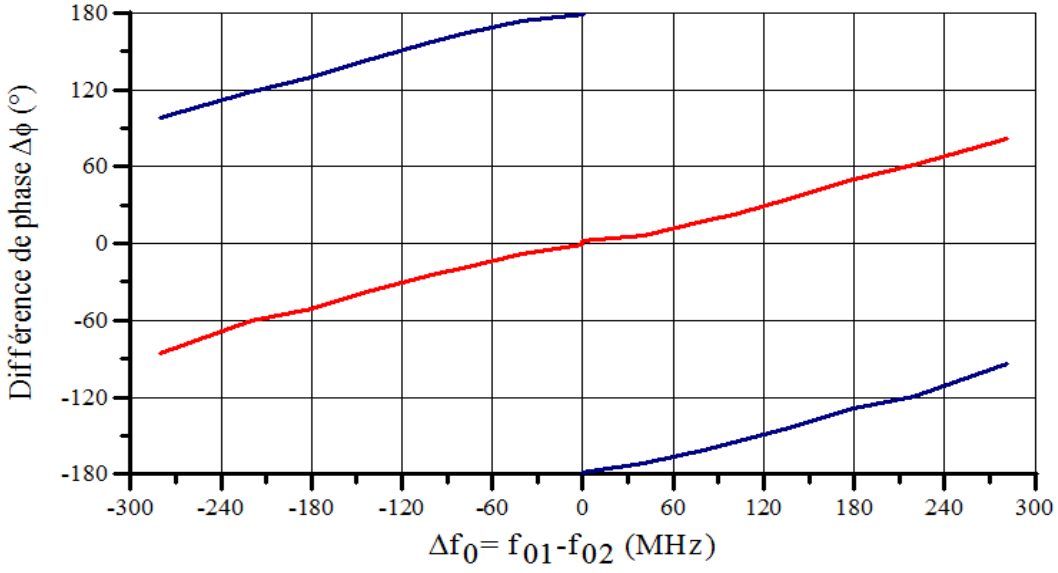

Figure 3.13 Déphasage en fonction de *l'écart de fréquence* Δf_0

Comme montré sur cette figure, un écart de fréquence allant de −280 à +280 MHz a permis d'obtenir une plage de déphasage réalisable comprise entre −86° et +82 °(limite théorique ±90°) présentée en rouge. Néanmoins, avec ce système, nous pouvons contrôler en plus la zone allant de –180° jusqu'à -94° et de +98° jusqu'à +180° (zone en bleu) ce qui n'est pas possible sans l'utilisation des OCTs différentiels, d'où l'avantage du choix d'une structure différentielle de l'O.C.T.

- Bruit de phase

Les figures 3.14 et 3.15 illustrent la variation du bruit de phase simulé en fonction de la fréquence d'offset pour le couplage des deux OCTs avec un écart de fréquence Δf_0 égal à 0 et 300 MHz respectivement. Les résultats de simulation post layout montre que le bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés présente un minimum pour un déphasage égal à 0° avec un écart d'environ 1.2 dB lorsque $\Delta\phi$ passe de 0° à 83°. Ce bruit de phase varie entre -125.8 dBc/Hz et -124.3 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse, il peut donc pratiquement être considéré comme indépendant du déphasage obtenu comme prédit dans la théorie élaborée par Chang [Chang, 97].

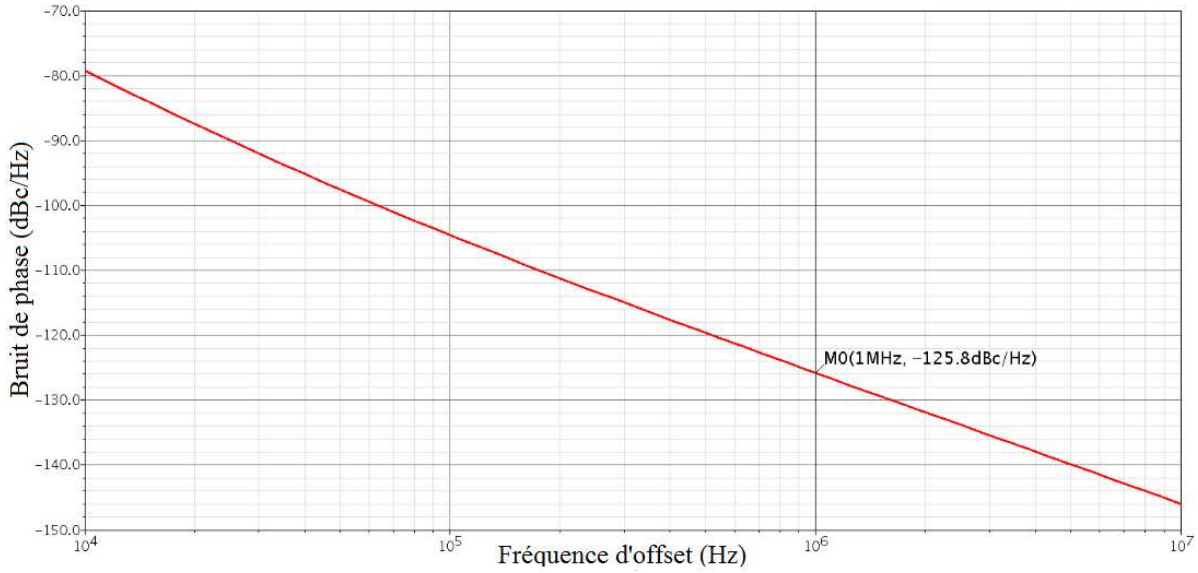

Figure 3.14 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour $\Delta\phi$ =* 0°

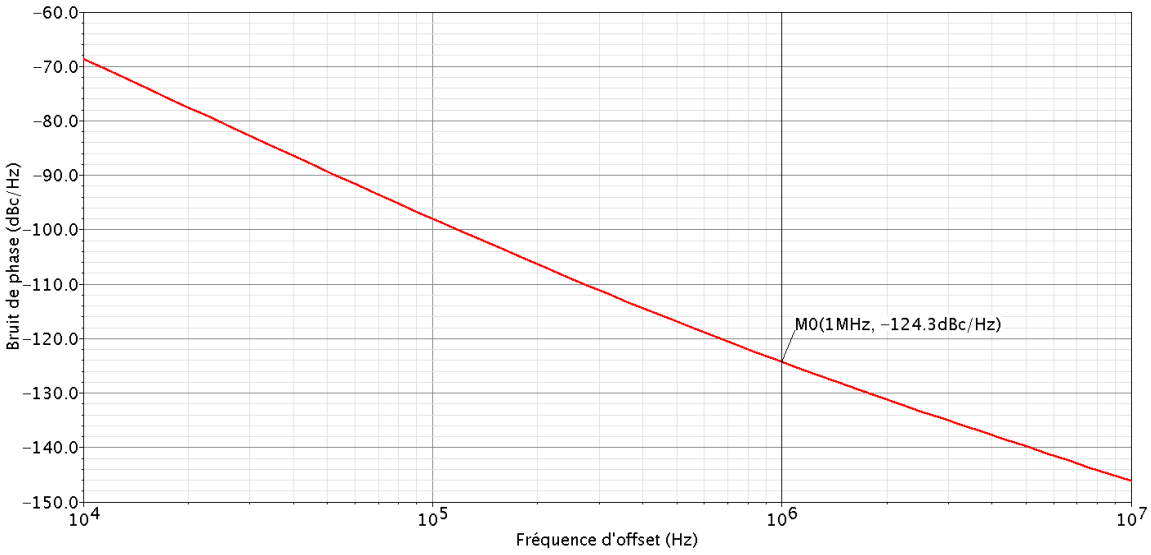

Figure 3.15 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour* $\Delta\phi$ = 83°

La figure 3.16 montre le bruit de phase du réseau des OCTs, mesuré à l'aide de l'analyseur de signaux Agilent MXA N9020A, en fonction de la fréquence distante de la porteuse pour un écart de fréquence Δf_0 égal à 0. Ce déphasage correspond à des tensions de commandes V_{tune1}=V_{tune2} = 1.5 V et le bruit vaut -126.48 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse. Notons que compte tenu de la sensibilité des mesures de bruit de phase, ces mesures ont été effectuées sous batteries. Le spectre du signal dans ces conditions et pour un courant I_{total}= 23 mA est donné sur la figure 3.17.

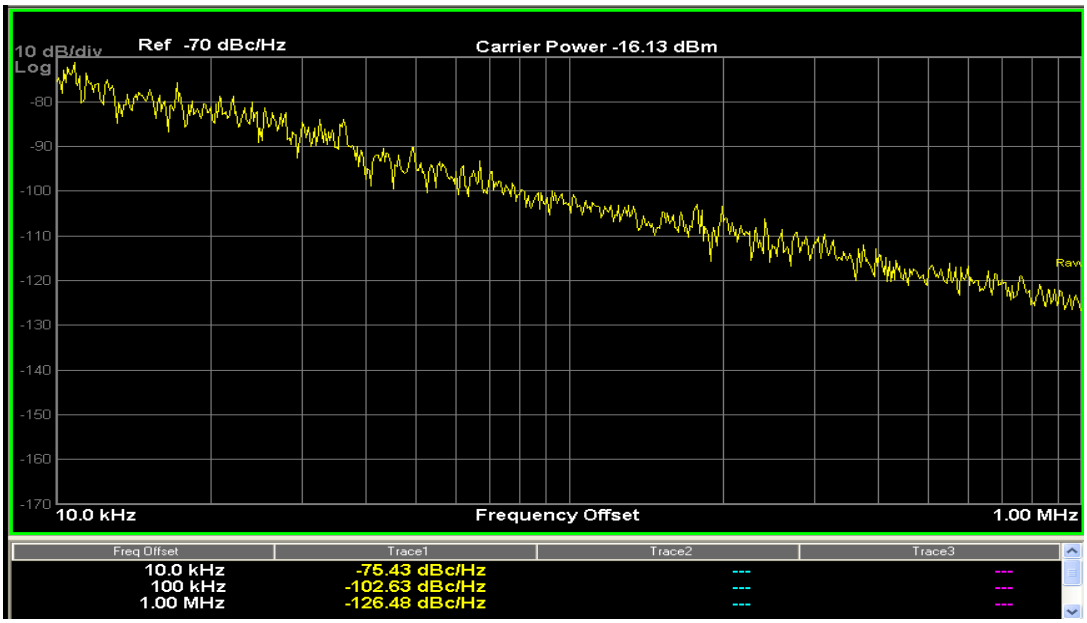

Figure 3.16 Bruit de phase mesuré du réseau de deux O.C.Ts différentiel couplés pour $\Delta\phi$= 0 °

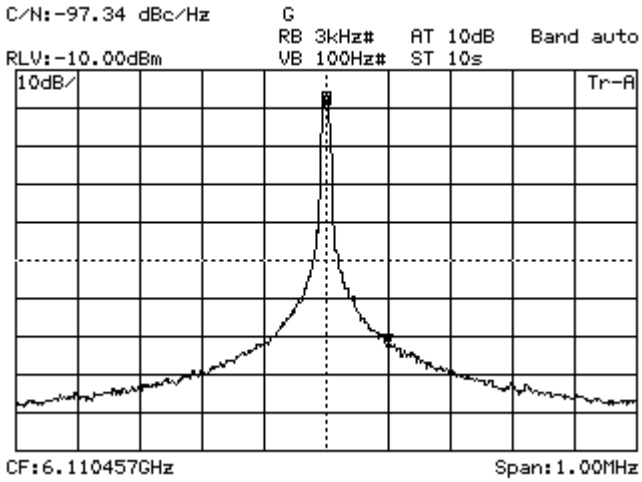

Figure 3.17 Densité spectrale de puissance du réseau d'OCTs couplés pour I_{total}= 23 mA, Vdd= 2.5V et $Vtune_1$= $Vtune_2$= 1.5 V

En outre, une analyse du bruit de phase proche de la porteuse dans les réseaux des OCTs couplés a été effectuée [Chang, 97], [York, 97]. Cette analyse peut être résumée par l'expression suivante :

$$L(dB)_{total} = -10LogN + L(dB)_{découplé} \tag{3.39}$$

Où : $L(dB)_{total}$ est le bruit de phase total des OCTs différentiels couplés, N est le nombre des OCTs constituant le réseau et $L(dB)_{découplé}$ représente le bruit de phase de l'OCT différentiel découplé.

Cette expression montre que le bruit de phase total d'un réseau des OCTs couplés est significativement réduit par un facteur de 1/N par rapport à celui d'un seul OCT découplé en proportion directe avec le nombre d'éléments de réseau, et indépendamment de la différence de phase $\Delta\phi$.

Ainsi, rappelons nous que le bruit de phase à 1 MHz de la porteuse pour l'OCT différentiel seul est de -123.51 dBc/Hz pour une tension de commande V_{tune} = 1.5 V (chapitre2, paragraphe 2.2.4.2). Dans les mêmes conditions, c'est à dire pour V_{tune1} = V_{tune2} = 1.5 V, le bruit de phase du réseau composé de deux OCTs couplés vaut -126.48 dBc/Hz à 1 MHz. En conséquence, les mesures montrent un bon accord qualitatif avec la théorie puisque le bruit de phase total des deux OCTs couplés est réduit de -10 log 2 (soit 3 dB) par rapport au bruit de phase d'un OCT seul.

Les caractéristiques du réseau constitué de deux OCTs couplés mesurés sont résumées dans le tableau 3.1 pour comparaison avec les résultats obtenus en simulations avec prise en compte des parasites sous « Spectre RF».

Tableau 3.1 Comparaison des résultats de mesures et simulations post-layout

	Post-layout	Mesures
Paramètres Statiques		
Tension d'alimentation [V]	2.5	2.5
Courant de référence [mA]	5	5
Courant consommé dans le cœur [mA]	25	24.86
Puissance consommée totale [mW]	75	74.65
Comportement RF		
Fréquence de synchronisation [GHz]	5.92 - 5.928	6.025 - 6.045
Déphasage [°]	-84 <Δϕ < 84 -180 <Δϕ < -96 +96 <Δϕ < +180	-86 <Δϕ < 82 -180 <Δϕ < -94 +98 <Δϕ < +180
Bruit de phase [dBc/Hz] @1 MHz ($V_{tune1} = V_{tune2} = 1.5V$)	-125.8	-126.48

3.3.1.2 Réseau composé de quatre OCTs couplés

Après avoir couplé deux oscillateurs et vérifier leur comportement en fonction des considérations théoriques énumérées précédemment, quatre OCTs identiques sont couplés avec le même circuit de couplage que celui utilisé avec deux OCTs couplés.

3.3.1.2.1 Topologie

Le réseau conçu est constitué de quatre OCTs NMOS différentiels couplés au moyen de la même résistance que celle utilisée pour le cas du couplage de deux OCTs ($\frac{R_C}{2} = 400\Omega$), comme indiqué sur la figure 3.18. Les OCTs sont considérés identiques, à l'exception de leurs fréquences d'oscillation libre. Ainsi, les fréquences de ces quatre OCTs peuvent être contrôlées à l'aide des tensions de commande $Vtune_1$, Vtune et $Vtune_4$ [York, 93].

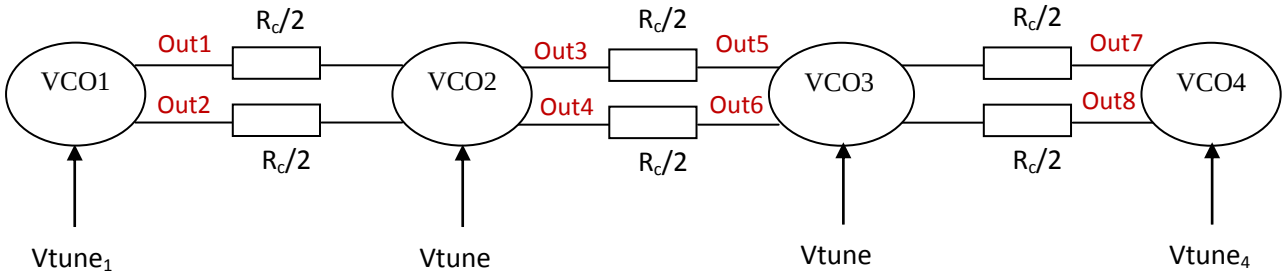

Figure 3.18 Schéma du réseau constitué de quatre OCTs couplés

Le déphasage, dans ce cas, peut de plus être facilement contrôlé par un léger désaccord des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs situés aux deux extrémités du réseau (VCO1 et VCO4). En conséquence, la fréquence de synchronisation souhaitée est imposée aux OCT 2 et 3 par l'intermédiaire de la tension de commande V_{tune} alors que les tensions de commande des deux VCOs situés aux extrémités (V_{tune1} et V_{tune4}) peut être ajustée de manière à obtenir le déphasage désiré [York, 94].

3.3.1.2.2 Implémentation et résultats de mesures

3.3.1.2.2.1 Implémentation du réseau de quatre OCTs couplés

Le réseau d'oscillateurs couplés a également été implémenté avec la technologie BiCMOS SiGe 0,25 µm de NXP. Les règles de dessin définies dans le chapitre précédent ont également été appliquées en prenant garde à parfaitement respecter la symétrie du circuit pour assurer une précision suffisante de l'écart de phase entre chacun des signaux de sortie. Le dessin des masques est donné sur la figure 3.19. Notons que le dessin des masques d'un O.C.T. seul a été légèrement modifié, c'est-à-dire que la source de courant de chaque VCO a été extraite et elle a été remplacée par un seul miroir de courant qui permet de fournir le courant nécessaire à chaque OCT constituant le réseau, ceci pour avoir un comportement identique des 4 OCTs couplés.

Le réseau composé de quatre OCTs couplés de la figure 3.18 a donc été réalisé et également encapsulé dans un boîtier de type HVQFN20. La photomicrographie du circuit est donnée sur la figure 3.20. La superficie totale du réseau est de 1960*1960µm^2. Notons également que chacune des lignes 50 ohms en sortie de l'OCT sont parfaitement identiques de manière à éviter tout déséquilibre. De plus, le circuit est parfaitement centré sur la puce de manière à présenter les mêmes parasites ramenés par le boîtier sur chacune des sorties.

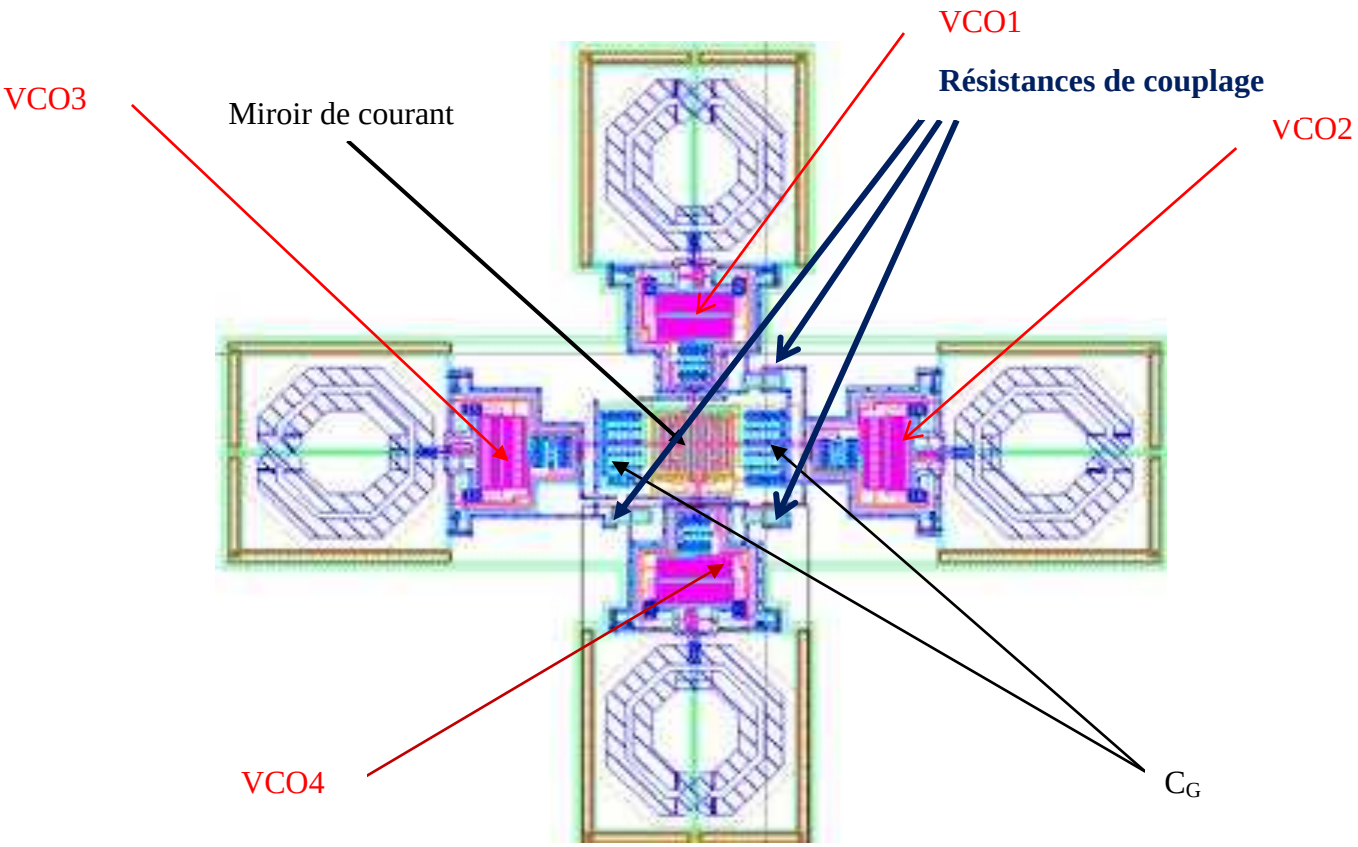

Figure 3.19 Dessin des masques du réseau constitué de quatre OCTs différentiels couplés

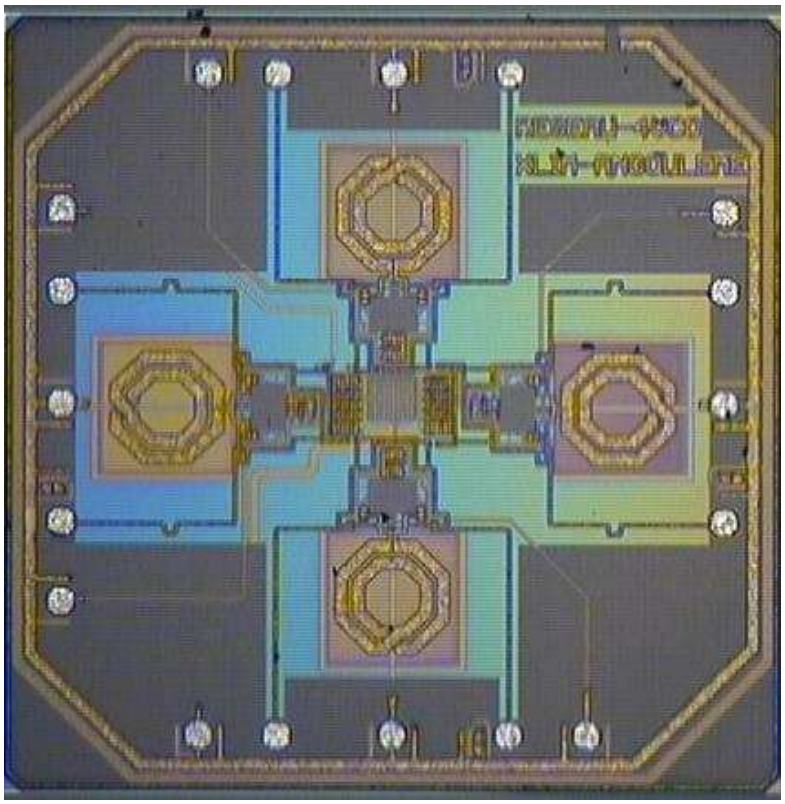

Figure 3.20 Photomicrographie du réseau constitué de quatre OCTs différentiels couplés *au moyen d'une résistance*

3.3.1.2.2.2 Résultats de mesures et comparaison avec les simulations Post layout

Les mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions que celles utilisées pour le réseau de deux OCTs couplés. Une interprétation des résultats est donc effectuée ci-dessous pour les différents paramètres :

- Déphasage :

Les simulations post-layout effectuées avec Spectre RF montrent que la valeur minimale du déphasage entre les OCTs adjacents est égale à 0.85 ° et est obtenu pour les fréquences d'oscillation libre suivantes : $f_{01} = f_{02} = f_{03} = f_{04} = 6.15$ GHz. La figure 3.21 montre les formes d'onde sinusoïdales des signaux de sortie avec une amplitude de 18 mV (sur charge 50 Ω). Dans ce cas, les quatre OCTs sont synchronisés à une fréquence de 6.15 GHz.

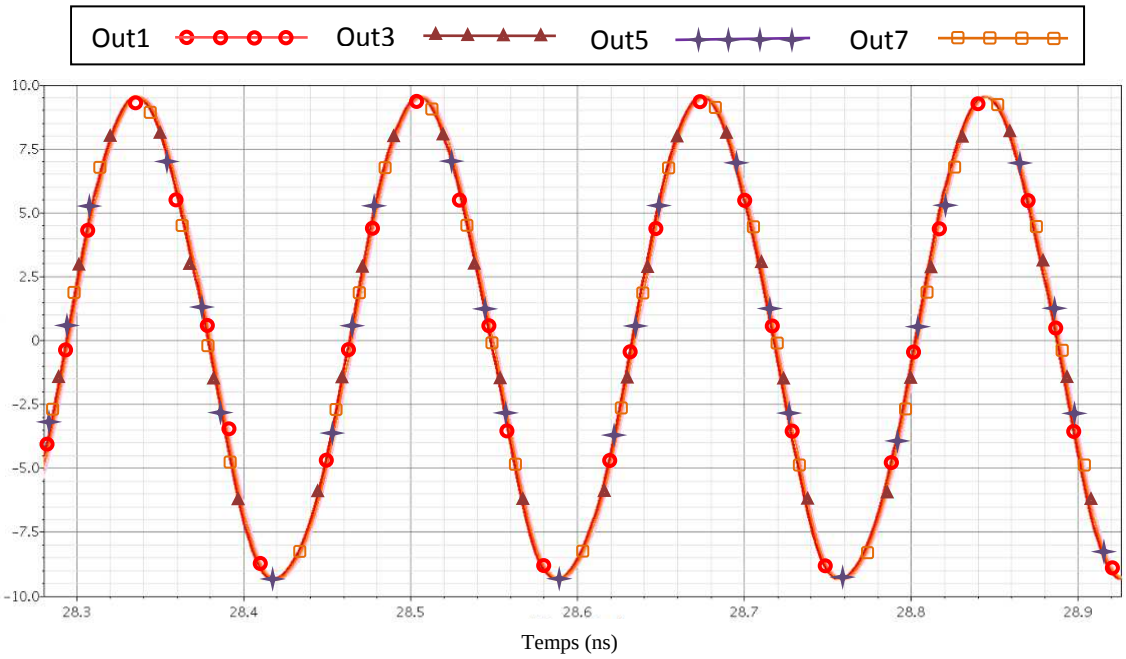

Figure 3.21 *Formes d'ondes temporelles des tensions de sortie de* quatre OCTs couplés lorsque $f_{01} = f_{02} = f_{02} = f_{02} = 6.15$ GHz *avec* $\Delta\phi = 0.85$ °

En outre, un exemple supplémentaire des formes d'ondes obtenues à la sortie des OCTs 1, 2, 3 et 4 est illustré sur la figure 3.22. Dans cet exemple, le déphasage simulé entre les OCTs 1 et 2 est de 28,24 °, 29 ° entre les OCTs 2 et 3 et celui obtenu entre les OCTs 3 et 4 est de 28,8°. Notons que ce déphasage est obtenu pour $f_{01} = 6.22$ GHz, $f_{02} = f_{03} = 6,15$ GHz et $f_{04} = 6,08$ GHz. Notons que ce déphasage obtenu est en parfaite concordance avec le déphasage obtenu avec deux OCTs couplés ($\Delta\phi = 29.5$ °) pour le même couple de fréquences d'oscillations libres ce qui prouve que le déphasage obtenu entre les OCTs adjacents est constant et indépendant du nombre de OCTs constituant le réseau.

De plus, la valeur maximale du déphasage est obtenue pour f_{01} = 6.27 GHz, f_{02} = f_{03} = 6.15 GHz et f_{04} = 6.03 GHz et est égale à 64 °. Au-delà de ces valeurs de fréquences d'oscillation libre, les OCTs ne peuvent plus se synchroniser.

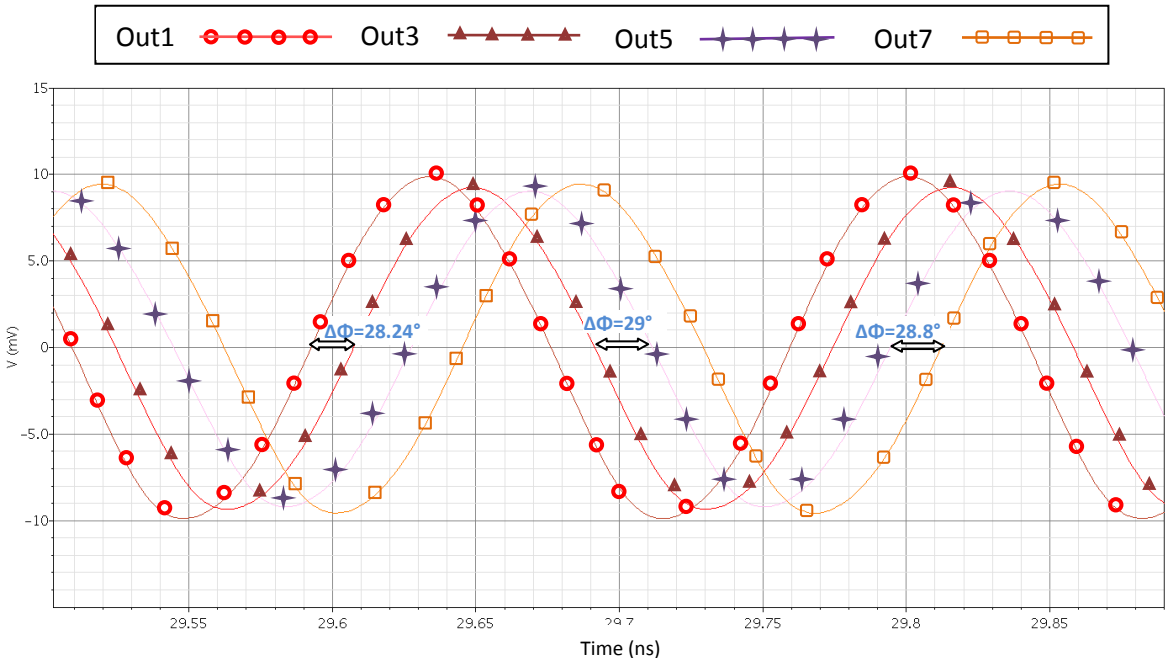

Figure 3.22 *Formes d'ondes temporelles des tensions de sortie de* quatre OCTs couplés lorsque f_{01}= 6.27 GHz ; f_{02}= f_{03} = 6.15 GHz et f_{02} = 6.03 GHz *avec* $\Delta\phi$ = 29 °

La figure 3.23 montre une comparaison de la variation du déphasage en fonction de la différence de fréquence Δf_0 en mesures et en simulations. Sur cette courbe, on constate une diminution de la plage de variation du déphasage qui varie entre -46.6° et +49.2 ° au lieu de 64°. Cette diminution est probablement due au circuit d'adaptation externe utilisé ainsi qu'aux composants CMS du PCB mais peut également s'expliquer par une sous-estimation des composants parasites ramenés par l'étape de dessin des masques du circuit.

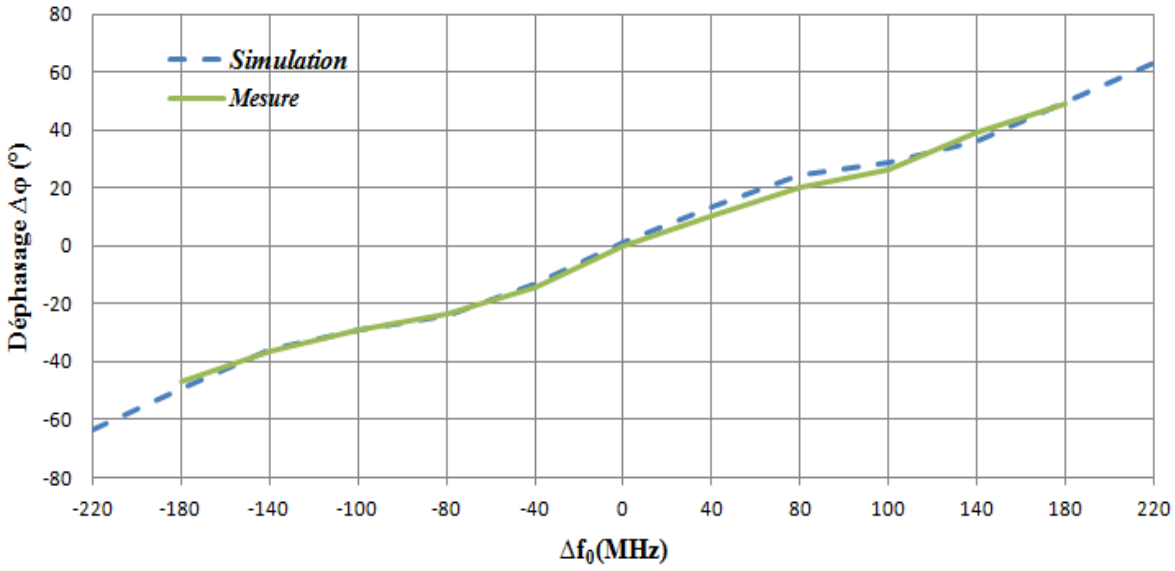

Figure 3.23 Comparaison du déphasage obtenu en simulations et en mesures

La figure 3.24 illustre l'évolution de la fréquence de synchronisation mesurée et celle obtenu par les simulations post-layout. Cette figure montre que la fréquence de synchronisation obtenue en simulations post-layout est de 6.15 GHz, et donc a 330 MHz d'écart par rapport à la valeur mesurée qui varie entre 5.826 et 5.805 GHz. Cette différence a été identifiée comme étant due au circuit d'adaptation externe qui n'avait pas été pris en compte en simulations.

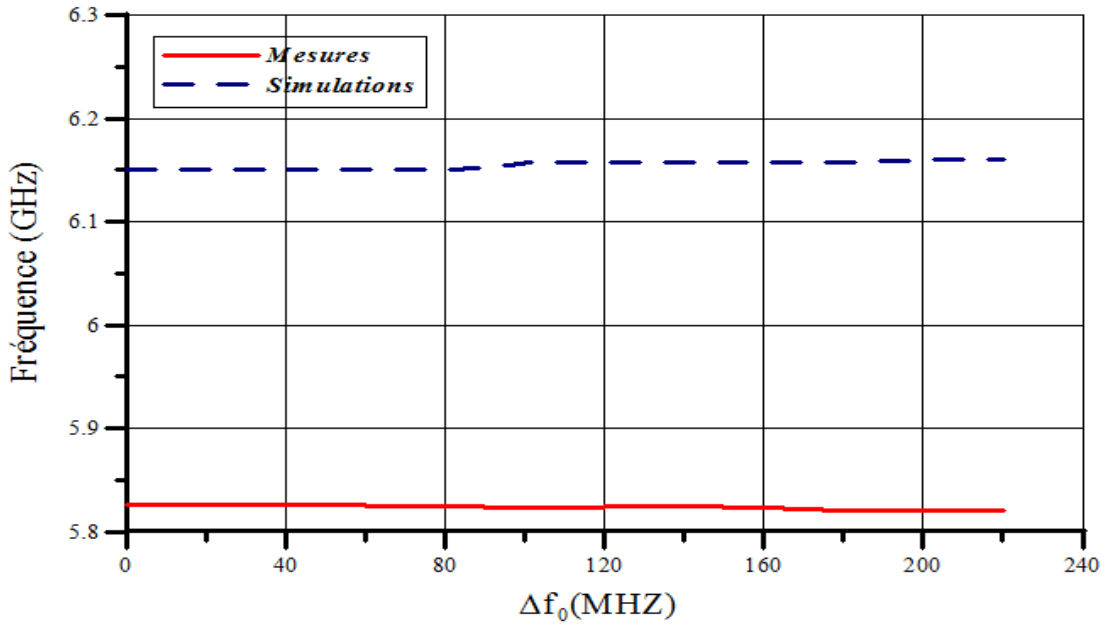

Figure 3.24 Comparaison de la fréquence de synchronisation

La figure 3.25 montre l'évolution du déphasage simulé obtenu entre les OCTs 2 et 3 en fonction de $\Delta f_0 = f_{01} - f_{04}$. La fréquence de synchronisation de l'ensemble est de 6.15 GHz.

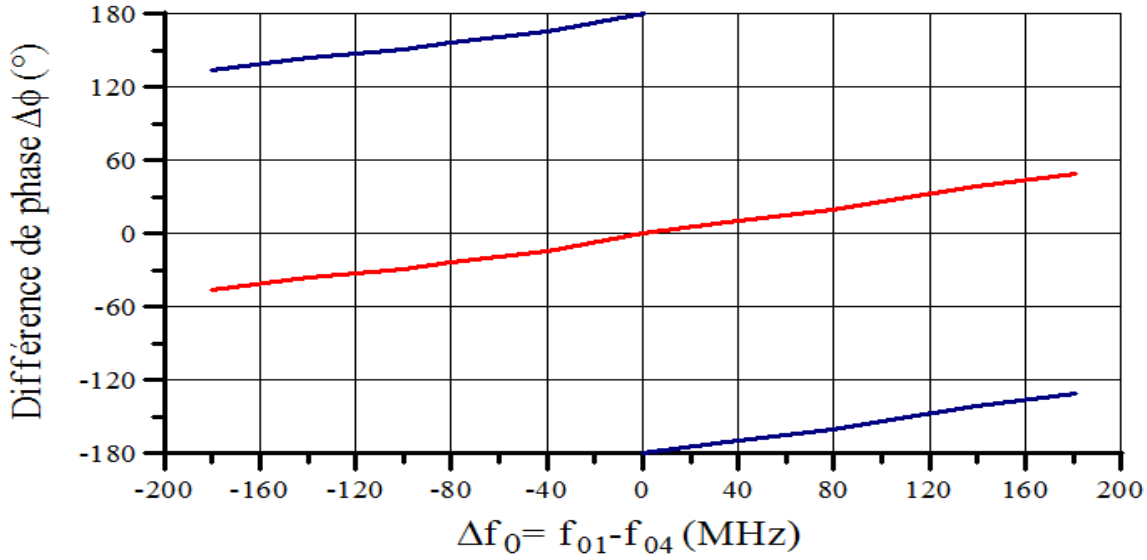

Figure 3.25 Déphasage en fonction de *l'écart de fréquence* Δf_0

Comme montré sur cette figure, un écart de fréquence allant de −240 à +240 MHz a permis d'obtenir une plage de déphasage comprise entre −64 ° et +63 °. Nous pouvons remarquer que la plage de variation de fréquence a diminué à cause de l'augmentation du nombre d'OCTs constituant le réseau (280 MHz dans le cas de deux OCTs couplés et 240 MHz pour quatre OCTs couplés) ce qui prouve alors la diminution du déphasage obtenu entre les éléments adjacents du réseau. Néanmoins, grâce au caractère différentiel des OCTs, nous pouvons contrôler en plus la zone allant de –180° jusqu'à -116 ° et de +117 ° jusqu'à +180°.

Rappelons, en effet, que cette différence de phase obtenue est nécessaire pour contrôler électroniquement la direction de rayonnement. Pour cela il est essentiel de maîtriser les phases des signaux appliqués sur chaque antenne élémentaire. Pour un réseau linéaire, un déphasage $\Delta\phi$ entre les sources commandant les antennes élémentaires d'un réseau entraîne une variation de l'angle de dépointage de l'antenne réseau dans la direction θ_0 désirée :

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\Delta\phi\right) \tag{3.40}$$

où d est la distance séparant deux antennes et λ est la longueur d'onde.

Ainsi, la figure 3.26 montre le déphasage qu'il faut imposer entre les sources adjacentes commandant les antennes élémentaires du réseau afin d'orienter son lobe principal dans une

certaine direction θ_0 désirée. Cette figure a été générée pour un pas de réseau $d = \frac{\lambda}{2}$, cette distance étant le compromis optimal entre la directivité et le niveau des lobes secondaires mais c'est également la distance qui permet de réduire au maximum les effets de couplage entre antennes. En outre, l'angle de rayonnement varie entre ± 90 ° pour une différence de phase variant de -180 ° à +180 °. Donc pour couvrir la totalité de l'angle de dépointage, une différence de phase de 360 ° est nécessaire. Ainsi, avec le circuit présenté, la limite du déphasage est seulement de ± 64 °, mais en raison du caractère différentiel du réseau, la zone comprise entre -180 ° et -116 ° et entre +116 ° et +180 ° peut être commandée, ce qui n'est pas possible sans l'utilisation d'un réseau de VCOs différentiels.

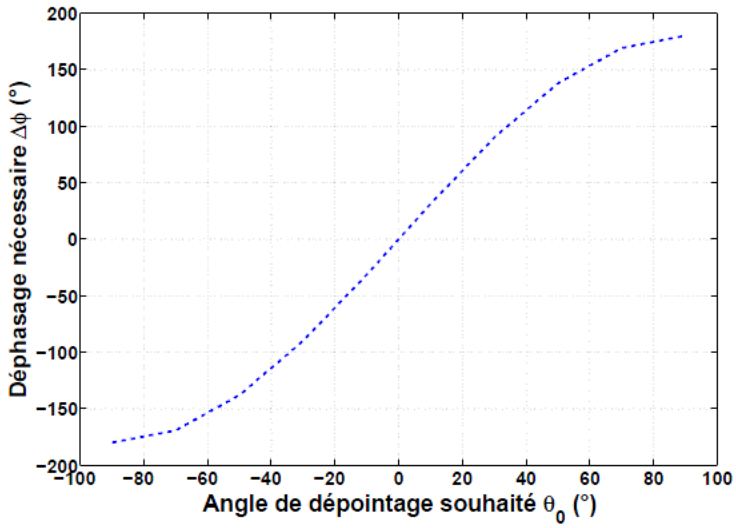

Figure 3.26 *Déphasage $\Delta\phi$ en fonction de l'angle de pointage θ_0*

Ainsi, les résultats de simulations obtenus montrent qu'il est possible d'ajuster, avec une précision relativement élevée, les fréquences d'oscillation libre des OCTs nécessaires pour atteindre le déphasage souhaité permettant ainsi d'orienter le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes dans la direction voulue.

- Bruit de phase

Les figures 3.27 et 3.28 illustrent la variation du bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour le couplage de quatre OCTs pour un déphasage nul et un déphasage qui vaut 29° (pire des cas). Les résultats de simulation post layout montrent que le bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés présente un maximum pour un déphasage égal à 0.85 ° avec un écart d'environ 0.3 dB lorsque $\Delta\phi$ passe de 0.85 ° à 64°. Ce bruit de phase varie entre -127.3 dBc/Hz et -127 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse (figure 3.29).

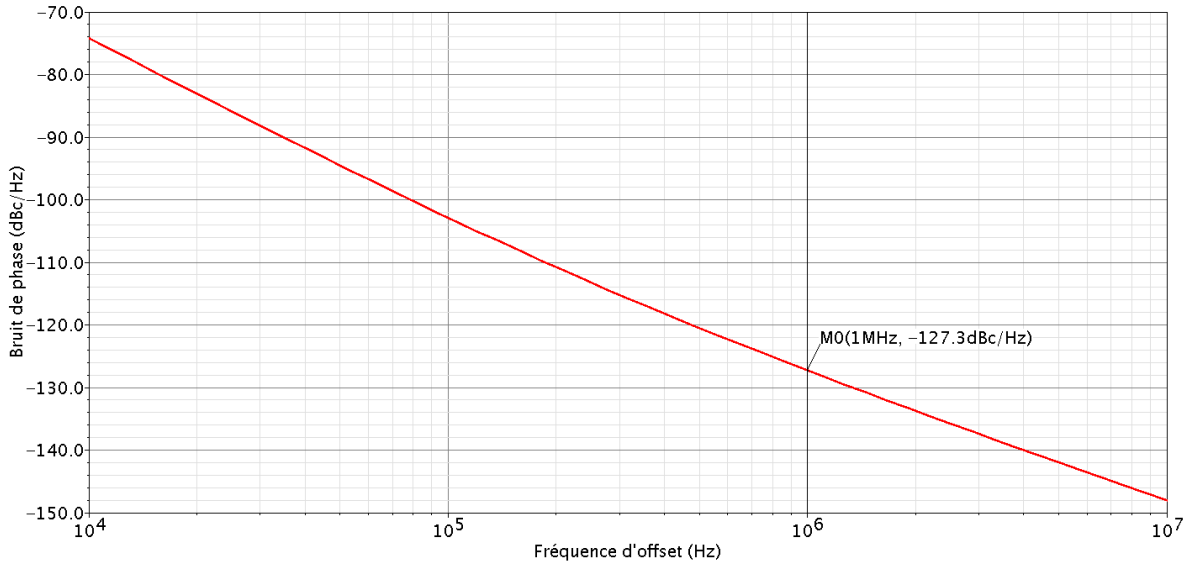

Figure 3.27 Bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés pour $\Delta\phi = 0.85°$

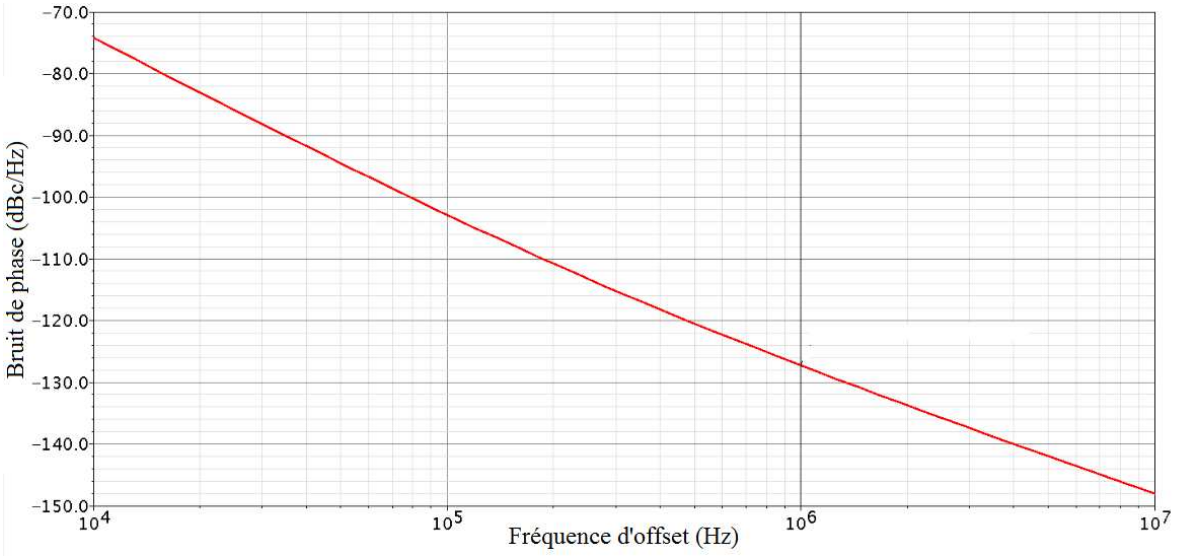

Figure 3.28 Bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés pour $\Delta\phi = 29°$

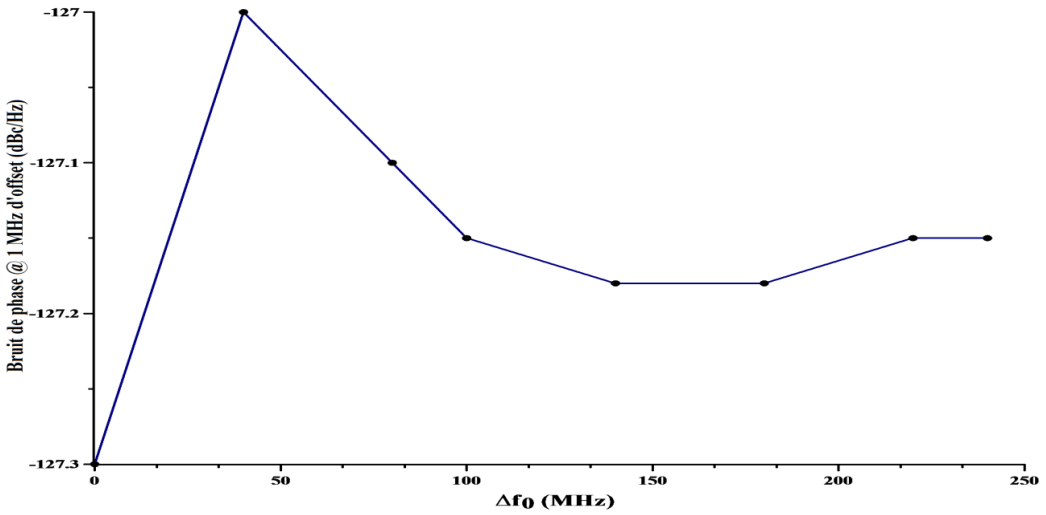

Figure 3.29 Bruit de phase @ 1 *MHz d'offset* en fonction de *l'écart de fréquence* Δf_0

La figure 3.30 montre le bruit de phase du réseau des OCTs, mesuré à l'aide de l'analyseur de signaux Agilent MXA N9020A, en fonction de la fréquence distante de la porteuse pour un écart de fréquence Δf_0 égal à 0. Ce déphasage correspond à des tensions de commandes $V_{tune1}=V_{tune2} = V_{tune3}=V_{tune4}$ =1.5 V et le bruit vaut environ -127 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse.

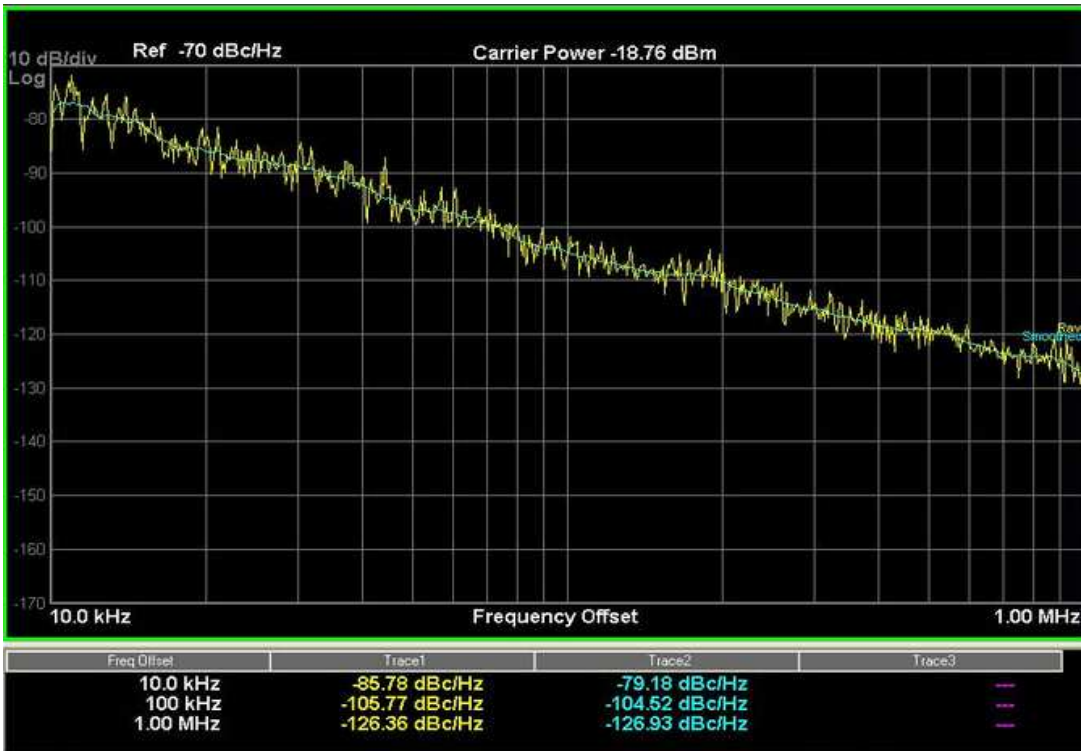

Figure 3.30 Bruit de phase mesuré du réseau de quatre OCTs différentiels couplés pour $\Delta\phi = 0$ °

Le tableau 3.2 résume et compare les résultats de simulation post-layout et les résultats de mesures du réseau de quatre OCTs couplés. Sur ce tableau, nous pouvons constater une concordance acceptable sur les résultats.

Tableau 3.2 Comparaison des résultats de simulations post-layout et de mesures pour un réseau composé de quatre OCTs couplés

	Post-layout	Mesures
Paramètres Statiques		
Tension d'alimentation [V]	2.5	2.5
Courant de référence [mA]	2.5	2.5
Courant consommé dans le cœur [mA]	49.74	49.6
Puissance consommée totale [mW]	124.35	124
Comportement RF		
Fréquence de synchronisation [GHz]	6.15	5.826
Déphasage [°]	$-64 < \Delta\phi < +64$ $-180 < \Delta\phi < -116$ $+116 < \Delta\phi < +180$	$-46.6 < \Delta\phi < +49.2$ $-180 < \Delta\phi < -133.4$ $+130.8 < \Delta\phi < +180$
Bruit de phase [dBc/Hz] @1MHz	-127.3	-127

3.3.2 *Conception et réalisation d'un réseau de*s OCTs différentiels couplés au *moyen d'un transistor MOS* en zone ohmique

Dans le cas des OCTs couplés, le contrôle du déphasage est un aspect important en particulier pour la commande d'un réseau d'antennes. Ainsi, conformément à l'équation (3.32), ce déphasage peut être ajusté soit par un léger désaccord entre les fréquences des deux OCTs situés au extrémités du réseau ou en modifiant la valeur de la résistance de couplage R_c. Par ailleurs, dans le domaine RF et pour des circuits intégrés, cette résistance peut être remplacée par un transistor MOS qui fonctionne en zone ohmique afin de synthétiser une résistance commandée en tension qui peut conduire à une minimisation de la surface sur Silicium et ainsi de réduire les coûts. Ainsi, la grille du transistor MOS sera commandée par

une tension qui va varier entre 0 et VDD pour atteindre le déphasage requis entre les OCTs adjacents. La validité de l'efficacité de cette nouvelle approche sera l'objet de cette section.

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulations post-layout obtenus en couplant deux OCTs différentiels.

3.3.2.1 Topologie et résultats de simulation post-layout

Le réseau conçu est constitué de deux OCTs NMOS différentiels couplés au moyen d'un transistor PMOS, comme indiqué sur la figure 3.31. Une tension de contrôle V_g est appliquée pour commander la grille du transistor. Les OCTs sont considérés identiques, à l'exception de leurs fréquences d'oscillation libre. Ainsi, les fréquences de ces deux OCTs peuvent être contrôlées à l'aide des tensions de commande $Vtune_1$ et $Vtune_2$. Dans notre cas, un transistor PMOS de faible dimension a été utilisé (W_p= 10 µm et L_p = 0.25 µm).

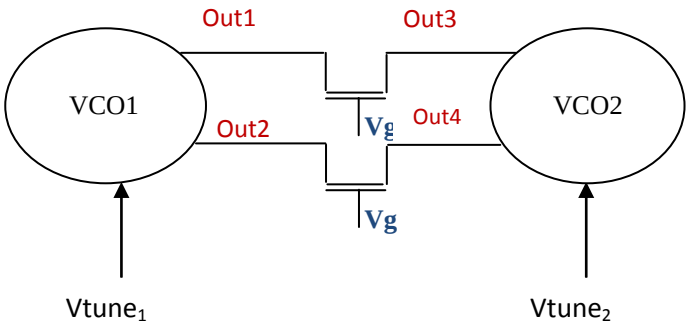

Figure 3.31 Schéma du réseau constitué de deux OCTs couplés *au moyen d'un PMOS*

La valeur du déphasage augmente avec la valeur de la résistance de couplage Rc. Cela peut être justifiée en utilisant (3.32) qui peut également être exprimé comme suit:

$$\Delta\phi = \arcsin\left(\frac{\Delta\omega_0 R_c G_L}{2\omega_a}\right) \tag{3.41}$$

En effet, d'après (3.41), l'augmentation de la valeur de la résistance de couplage R_c conduit à une plus grande valeur de déphasage pour une valeur donnée de $\Delta\omega_0$.

3.3.2.2 Implémentation et résultats de simulations post layout

3.3.2.2.1 Implémentation du réseau de deux OCTs couplés

Le réseau d'oscillateurs couplés a également été implémenté avec la technologie BiCMOS SiGe 0.25 µm de NXP. Les règles de dessin définies ont également été appliquées en prenant garde à parfaitement respecter la symétrie du circuit pour assurer une précision suffisante de

l'écart de phase entre chacun des signaux de sortie. Le dessin des masques est donné sur la figure 3.32.

Le réseau composé de deux OCTs couplés de la figure 3.31 a été implémenté sur une troisième puce. Il a été également encapsulé dans un boîtier de type HVQFN20.

La photomicrographie du circuit est donnée sur la figure 3.33. La superficie totale du réseau des OCTs est de 820*1540 μm^2 (pads inclus).

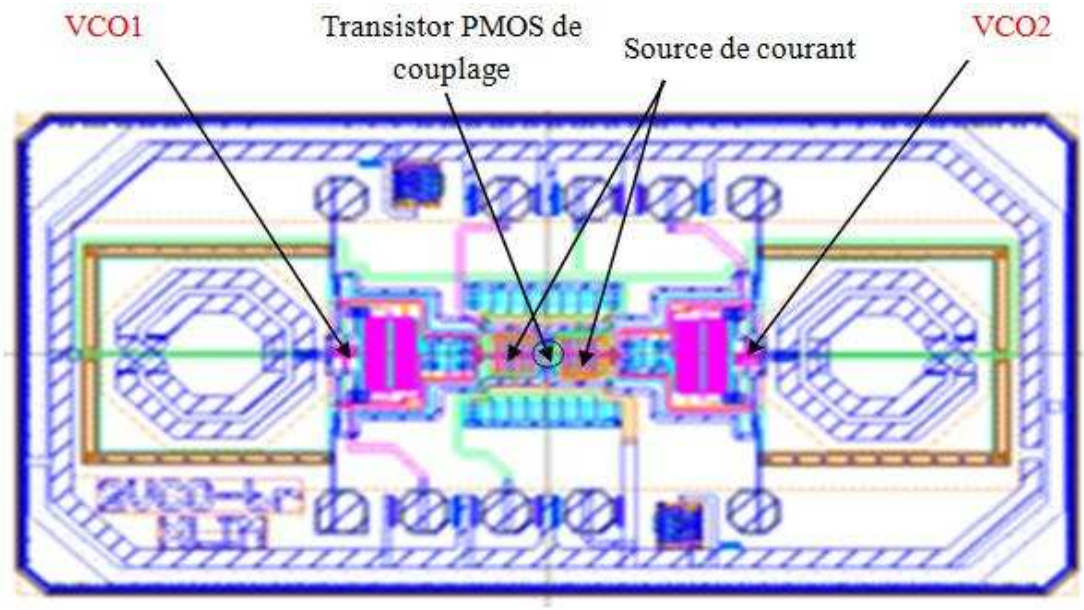

Figure 3.32 Dessin des masques du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés au moyen de transistors PMOS

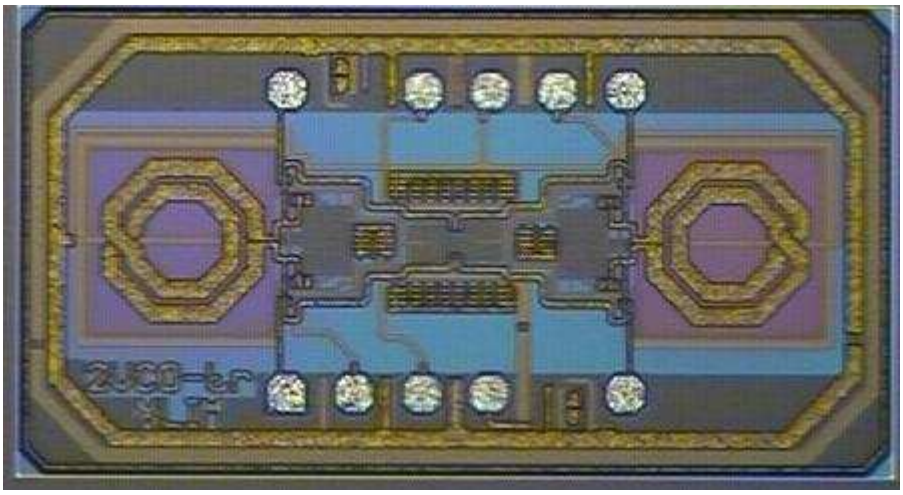

Figure 3.33 Photomicrographie du réseau constitué de deux OCTs différentiels couplés au moyen de transistors PMOS

3.3.2.2.2 Résultats de simulations Post layout

Les deux OCTs différentiels sont couplés au moyen d'un transistor PMOS de faible dimensions (W=10 µm et L=0.25 µm) afin qu'ils fonctionnent dans la zone ohmique.

Les simulations post-layout effectuées avec Spectre RF montrent que la valeur minimale du déphasage entre les OCTs adjacents est égale à 2 ° et est obtenue pour les fréquences d'oscillation libre suivantes : $f_{01} = f_{02} = 6{,}15$ GHz. La figure 3.34 montre les formes d'onde sinusoïdales des signaux de sortie (sur charge 50 Ω). Dans ce cas les deux OCTs sont synchronisés à une fréquence égale à 6.147 GHz.

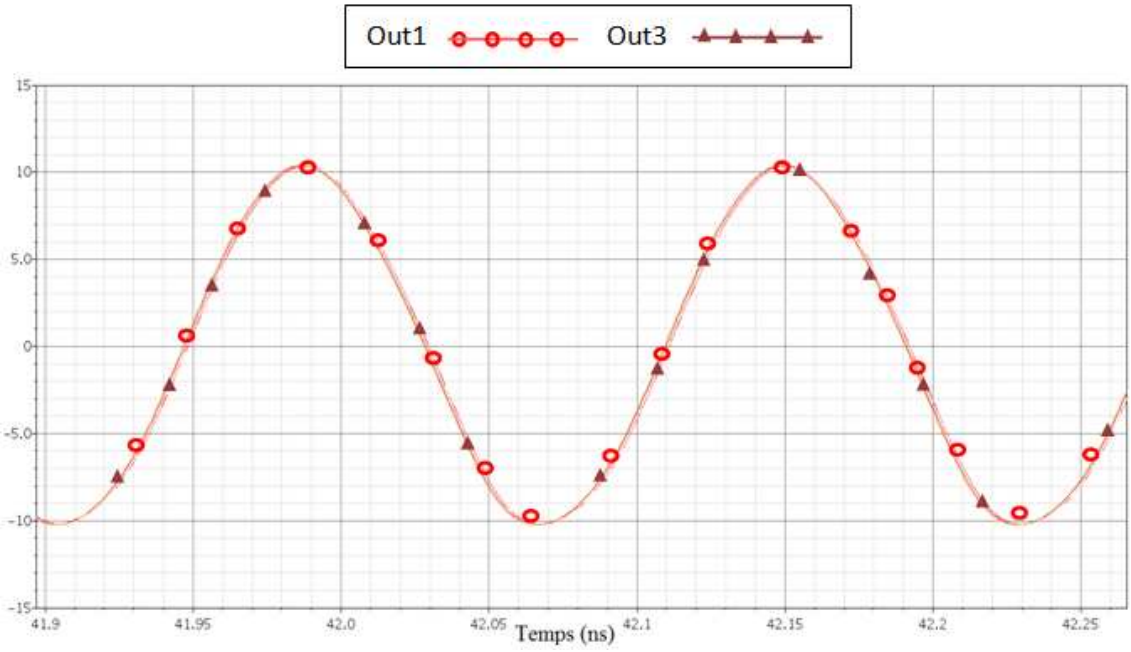

Figure 3.34 Formes *d'ondes temporelles des tensions de sortie de deux O*CTs couplés lorsque $f_{01} = f_{02} = 6.15$ GHz *avec* $\Delta\phi = 2$ °

La figure 3.35 illustre les formes d'onde sinusoïdales des signaux de sortie (sur charge 50 Ω) pour un maximum de déphasage entre les signaux. Cette valeur maximale de déphasage est obtenue pour $\Delta f_0 = 100$ MHz et pour une tension de contrôle appliquée sur la grille $V_g = 1.2$ V et est égale à 84 °. Les deux OCTs se synchronisent à la même fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur qui est égale à 6.15 GHz. Notons ici qu'au-delà de ces valeurs de fréquences d'oscillation libre et en augmentant encore la tension de contrôle de la grille, les OCTs ne peuvent plus se synchroniser.

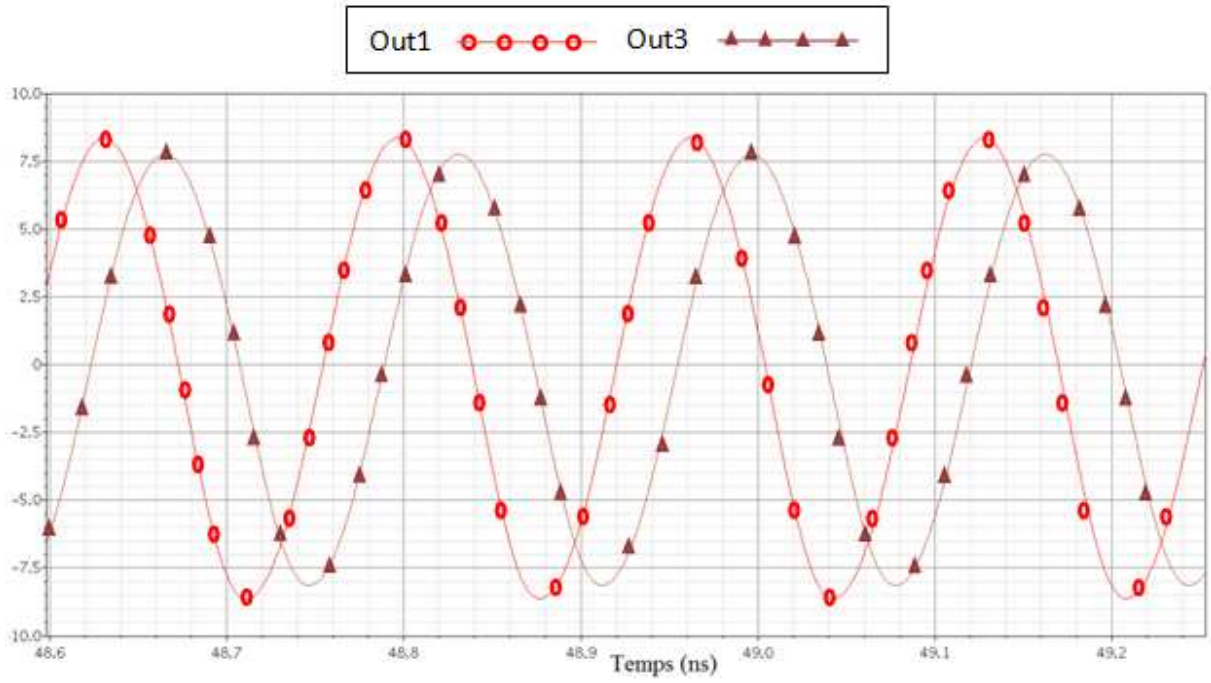

Figure 3.35 Formes *d'ondes temporelles des tensions de sortie de deux O*CTs couplés lorsque $\Delta f_0 =$ 100 MHz et $V_g =$ 1.2V *avec* $\Delta\phi =$ 84 °

La figure 3.36 montre l'évolution du déphasage obtenu entre les OCTs 1 et 2 en fonction de Vg pour Δf_0 = 100 MHz. La fréquence de synchronisation de l'ensemble est de 6.15 GHz.

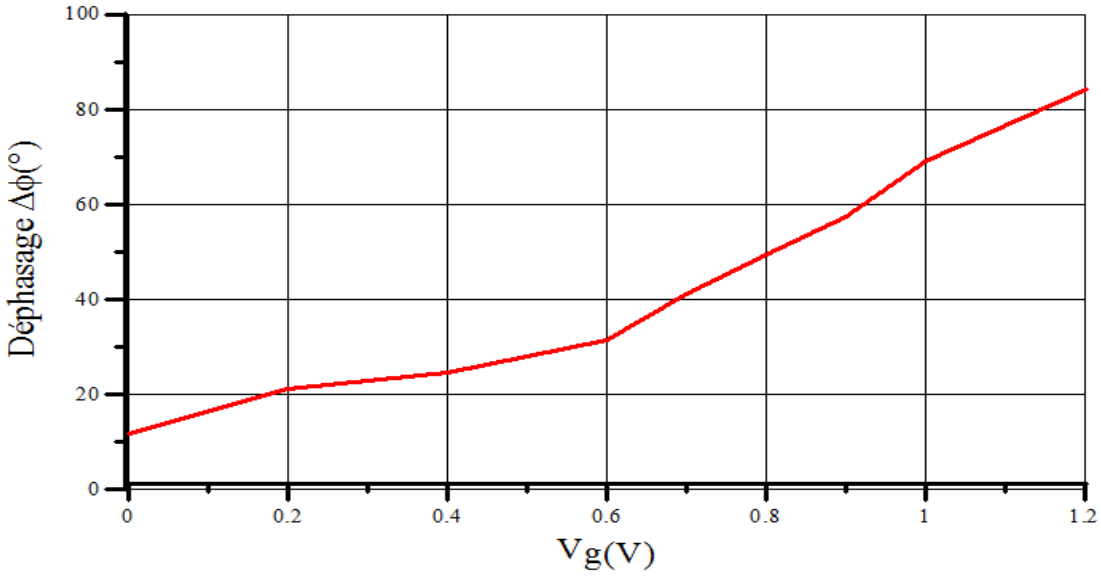

Figure 3.36 Déphasage en fonction de la tension de commande Vg pour *Δf0 = 100 MHz*

Les figures 3.37 et 3.38 illustrent la variation du bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour le couplage de deux OCTs avec un écart de fréquence Δf_0 égale à 100 MHz pour une tension de grille Vg égal respectivement à 0 et 1.2 V. Les résultats de simulation post

layout montrent que la valeur optimale de bruit de phase simulé du réseau des OCTs couplés est obtenu pour un déphasage égale à 2 °. Ce bruit de phase vaut -124.1 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse. Il varie entre -124.1 et -122.4 dBc/Hz lorsque Δϕ passe de 2 ° à 84 °. (figure 3.38).

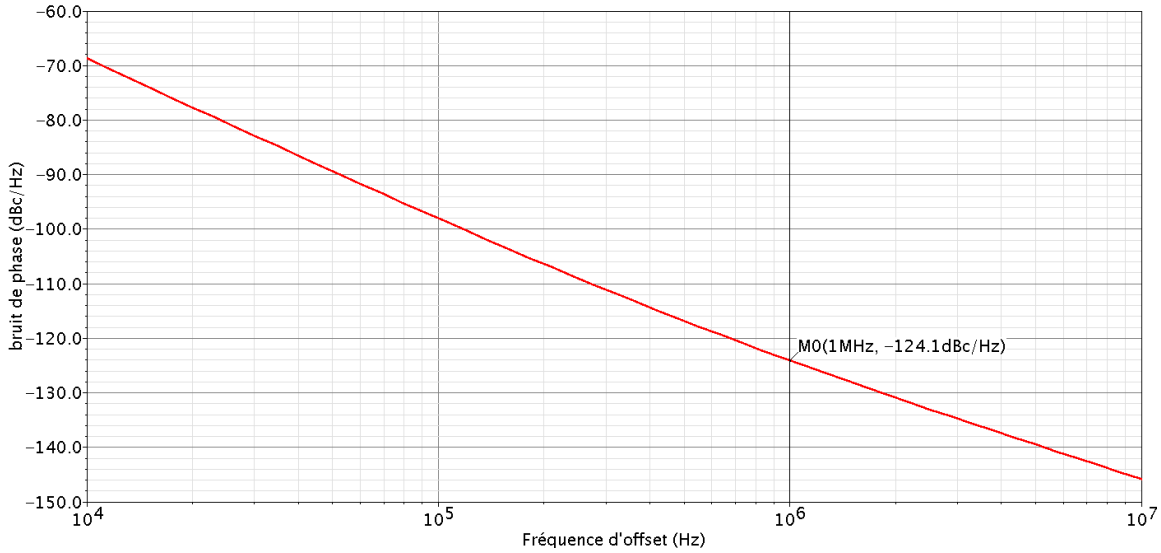

Figure 3.37 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour Δϕ =* 0°

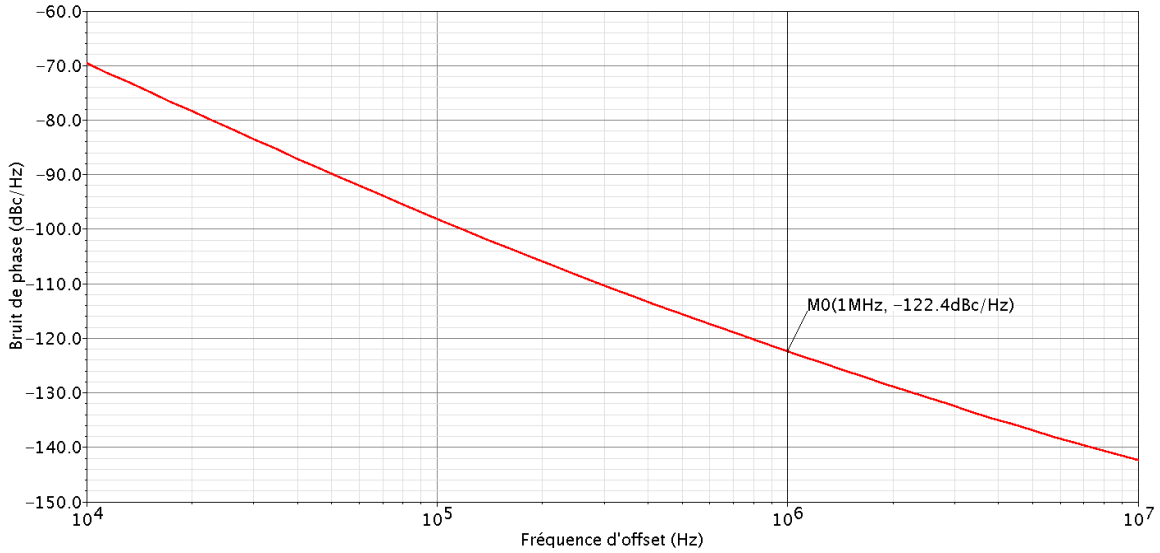

Figure 3.38 *Bruit de phase en fonction de la fréquence d'offset pour Δϕ =* 84 °

Le tableau 3.3 présente les résultats de simulation post-layout du réseau des OCTs couplés. Comme nous pouvons le constater sur ce tableau, la valeur du bruit de phase simulée en post layout, dans le meilleur des cas (Δϕ = 2 °), est proche de la valeur simulée en schématique. De plus, pour un déphasage nul (Vtune1 =Vtune2) et pour une tension de grille nulle, le bruit de phase total des deux OCTs couplés est réduit de 3 dB par rapport au bruit de phase d'un OCT seul qui vaut -121.06 dBc/Hz.

Tableau 3.3 Comparaison des résultats de simulations du schéma et en post-layout

	Schéma	Post layout
Tension d'alimentation [V]	2.5	2.5
Courant de référence [mA]	2.5	2.5
Courant consommé dans le cœur [mA]	12.5	12.5
Puissance consommée totale [mW]	62.5	62.5
Fréquence de synchronisation [GHz]	6.15-6.157	6.146 - 6.174
Déphasage [°] (V_g = 0 – 1.2 V ; Δf_0= 100 MHz)	-86< $\Delta\phi$ < 86 -180 <$\Delta\phi$ < -94 +94 <$\Delta\phi$ <+ 180	-84 <$\Delta\phi$ < 84 -180 <$\Delta\phi$ < -96 +96 <$\Delta\phi$ < +180
Bruit de phase [dBc/Hz] @1MHz (V_g = 0 – 1.2 V ; Δf_0= 100 MHz)	-125.3 à -123.9	-122.4 à -124.1

La fiabilité et la validité de cette technique ont été démontrées dans cette partie. En effet, cette première validation a consisté à tester le déphasage ainsi que le bruit de phase obtenu pour deux oscillateurs couplés par un transistor PMOS.

Ainsi, ces résultats montrent qu'il est possible d'ajuster, avec une précision relativement élevée, le déphasage en modifiant uniquement la valeur de la résistance de couplage R_c autrement dit la tension de grille d'un transistor MOS, qui fonctionne en zone ohmique, sur une large plage. Ce déphasage atteint une valeur maximale qui vaut 84 ° permettant ainsi d'orienter le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes dans la direction voulue.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la théorie des oscillateurs couplés appliquée aux antennes réseaux a été présentée. Cette application est basée sur le fait que la direction de rayonnement d'une antenne réseau dépend de la valeur du déphasage imposé entre les signaux envoyés sur deux

antennes adjacentes. Ce déphasage peut être contrôlé via la commande des fréquences d'oscillation libre des oscillateurs élémentaires couplés placés devant les antennes ou via la variation de la valeur de la résistance de couplage. En partant de ce fait, les équations dynamiques modélisant deux oscillateurs couplés, chacun modélisé par un oscillateur de Van der Pol, et permettant d'extraire les amplitudes et le déphasage entre les tensions présentes sur les sorties des différents oscillateurs ont été présentées. D'abord les oscillateurs sont couplés au moyen d'un circuit résonant série (R, L, C) puis au moyen d'une résistance R_c.

La deuxième partie de ce chapitre, a consisté en l'étude et en la conception de deux réseaux des OCTs couplés au moyen d'une résistance. La technologie NXP BICMOS SiGe 0.25 µm a été utilisée pour implémenter les deux structures de réseaux. Le premier réseau est constitué de deux OCTs couplés ce qui nous a permis de lier et comparer les résultats de mesures aux résultats théoriques présentés. La comparaison du déphasage, du bruit de phase et de la fréquence de synchronisation, obtenues en simulations post layout et expérimentalement, a montré une bonne concordance. Ensuite, quatre OCTs différentiels ont été couplés au moyen d'une résistance. Ce réseau oscillant à une fréquence de 6 GHz et entièrement intégré dans la technologie BICMOS SiGe 0.25 µm présente un déphasage qui varie de façon continue entre $-46.6\ ° < \Delta\phi <+ 49.2\ °$ nécessaire pour commander un réseau d'antennes. Cette étude a permis de montrer l'importance de l'utilisation d'une structure différentielle des OCTs puisque dans ce cas la zone allant de –180 ° à -133.4 ° et de +130.8 ° à +180 ° peut être également contrôlée. Ainsi, l'utilisation d'un tel réseau pourrait permettre théoriquement un contrôle continu du déphasage de 360 ° conduisant ainsi à une meilleure efficacité du réseau d'antennes commandé.

Au cours de la dernière partie de ce chapitre, une nouvelle technique de couplage, basée sur l'utilisation d'un transistor MOS qui fonctionne en zone linéaire, a été présentée, validée et implémenté à partir d'un circuit constitué de deux OCTs couplés. En effet, le déphasage peut être ajusté soit par un léger désaccord entre les fréquences des deux OCTs situés aux extrémités du réseau ou en modifiant la valeur de la résistance de couplage R_c. Par ailleurs, afin de minimiser la surface sur Silicium et ainsi de réduire les coûts, cette résistance a été remplacée par un transistor PMOS qui fonctionne en zone ohmique permettant de synthétiser une résistance commandée en tension. La variation du déphasage en fonction de la tension de grille Vg a donc été étudiée. Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité de la technique proposée pour obtenir le déphasage requis pour commander une antenne réseau. Ce

réseau a été fabriqué et encapsulé dans un boîtier, la conception du PCB est en cours et donc les mesures seront effectuée ultérieurement.

CONCLUSION GENERALE

Les réseaux d'oscillateurs couplés connaissent un intérêt croissant dans les applications militaires et commerciales. Ils permettent, entre autre, de commander un réseau d'antennes afin d'adapter son diagramme de rayonnement aux besoins de la communication en cours.

Dans ce contexte, ce mémoire est dédié à l'étude comportementale, la conception, et la validation d'une nouvelle architecture, basée sur le couplage d'OCTs différentiels placés en réseau. Ainsi ce réseau de d'OCTs couplés pouvant osciller à une fréquence proche de 6 GHz, entièrement intégrés sur une technologie d'intégration avancée de la filière silicium et qui sert à la commande électronique de l'orientation du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau a été conçu, simulé, implémenté et mesuré.

Dans le premier chapitre, la théorie des antennes et plus particulièrement des réseaux d'antenne linéaire, leurs intérêts et leurs domaines d'application, notamment le domaine des transports intelligent et des radars, ont été présentés. L'enjeu principal de la commande des antennes réseaux consiste en la génération des amplitudes et/ou phases nécessaires à appliquer sur chacune des antennes élémentaires afin d'orienter le diagramme de rayonnement dans la direction utile. Pour ce faire, différentes méthodes permettant d'obtenir le déphasage nécessaire ont été présentées et la méthode basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs contrôlés en tension et couplés entre eux a été choisie. Ainsi, en modifiant les fréquences d'oscillation libre des deux OCTs situés aux extrémités du réseau on pourra obtenir le déphasage nécessaire. La dernière partie de ce premier chapitre fut dédiée à la présentation du principe de fonctionnement propre et les principales caractéristiques des oscillateurs. Nous avons alors pu constater que le bruit de phase du signal de sortie de l'OCT s'avère extrêmement critique, ce qui nous a donc amené à nous intéresser à l'analyse des différentes sources de bruit susceptibles de générer le bruit de phase ainsi que les deux principales approches de modélisation de la conversion du bruit basse fréquence en bruit de phase (à savoir Leeson et Hajimiri-Lee).

Après avoir choisi la méthode basée sur l'utilisation d'un réseau d'oscillateurs couplés pour orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne, le deuxième chapitre regroupe le travail d'étude et de conception de la structure d'un OCT à résonateur LC différentiel qui

constituera l'élément de base du réseau d'oscillateurs couplés conçu. Nous nous sommes particulièrement intéressé à l'optimisation en bruit des différents composants constituants le circuit en nous appuyant sur la méthode d'optimisation graphique développée par Hajimiri. Le programme d'optimisation utilisé a été basé premièrement sur une analyse tridimensionnelle du bruit permettant de choisir la condition de polarisation de l'oscillateur adéquate. En effet, nous avons traduit les conditions et les contraintes, auxquelles est soumis le système, sous forme d'équations analytiques. Ensuite, nous avons présenté l'approche proposée de modélisation optimale basée sur une méthode graphique permettant de localiser le point optimum satisfaisant toutes les contraintes du système tels que la condition d'oscillation, le "tuning range" et l'amplitude des oscillations. Cette méthode minimise le bruit de phase en exploitant l'équation déjà développée ce qui permet de choisir le dimensionnement optimal permettant une minimisation du bruit tout en satisfaisant les différentes contraintes du système. Ensuite, la technologie QUBIC 4X BICMOS SiGe 0.25 μm de NXP a été utilisée pour implémenter l'OCT différentiel qui a été mesuré en boîtier. Ces mesures ont montré une très bonne concordance entre les modèles théoriques et les résultats obtenus, ainsi que l'efficacité de la démarche d'optimisation pour atteindre les performances visées. Pour une fréquence d'oscillation de 6 GHz, une consommation totale de 31.2 mW, la valeur du bruit de phase est égale à -123.5 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse.

Le dernier chapitre fut dédié à la présentation de la théorie des oscillateurs couplés appliquée aux antennes réseaux. Etant donné que la direction de rayonnement d'une antenne réseau dépend de la valeur du déphasage imposé entre les signaux envoyés sur deux antennes adjacentes, l'objectif de ce chapitre était de proposer une nouvelle méthode de couplage des oscillateurs, de présenter les différentes équations, associées à cette méthode, permettent d'extraire les amplitudes et le déphasage entre les différents signaux et de caractériser leur comportement en commandant les antennes élémentaires. Ainsi, la première étape a consisté à décrire et à modéliser ces oscillateurs par des oscillateurs de Van der Pol, de mettre ces oscillateurs couplés en équations et de dériver ensuite leurs équations dynamiques afin de trouver des solutions stables à ces équations. La dernière partie de ce chapitre a consisté en la réalisation et l'implémentation de deux réseaux de OCTs couplés, totalement intégrés sur un substrat silicium, et oscillant à 6 GHz. Le premier réseau est constitué de deux oscillateurs couplés en utilisant un couplage résistif ce qui nous a permis de lier et comparer les résultats de mesures aux résultats théoriques présentés. Ce réseau d'oscillateurs couplés présente, pour une puissance consommée de 74.65 mW, un bruit de phase de -126.48 dBc/Hz à 1 MHz de la

porteuse et un déphasage qui varie de façon continue entre -86 ° < Δϕ < 82 ° et -94 ° < Δϕ < 98°.

Le deuxième réseau est constitué de quatre OCTs couplés à l'aide d'une résistance. Ce réseau d'oscillateurs couplés présente, pour une tension d'alimentation de 2.5 V et une puissance consommée de 125 mW, un bruit de phase de -127 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse et un déphasage qui varie de façon continue entre -46.6 ° < Δϕ <49.2 ° et -133.4 ° < Δϕ < 130.8° nécessaire pour commander un réseau d'antennes. Ainsi, ces résultats obtenus au cours de ce chapitre montrent qu'il est possible d'ajuster, avec une précision relativement élevée, les fréquences d'oscillation libre des VCOs nécessaires pour atteindre le déphasage souhaité permettant ainsi d'orienter le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes dans la direction voulue.

Afin de minimiser la surface sur Silicium et ainsi réduire les coûts, et compte tenue que le déphasage souhaité peut être ajusté soit par un léger désaccord entre les fréquences des deux OCTs situés au extrémités du réseau ou en modifiant la valeur de la résistance de couplage Rc, cette résistance a été remplacée par un transistor MOS qui fonctionne en zone ohmique afin de synthétiser une résistance commandée en tension. La fiabilité et la validité de cette technique ont été démontrées dans la dernière partie du dernier chapitre. En effet, cette validation a consisté à concevoir et implémenter un réseau constitué de deux oscillateurs couplés par un transistor PMOS. Ce réseau présente un bruit de phase de -124.1 dBc/Hz à 1 MHz de la porteuse et un déphasage qui varie de façon continue entre -84 ° < Δϕ <+84 ° et -96 ° < Δϕ < +96 °. Ainsi, les résultats de simulation post-layout présentés montrent l'efficacité de la technique proposée pour obtenir le déphasage requis pour commander une antenne réseau.

Les considérations précédentes ouvrent donc des perspectives à notre travail de recherche et montrent qu'il est faisable de commander un réseau d'antennes linéaire en utilisant un réseau d'OCTs différentiels couplés permettant ainsi d'améliorer l'efficacité globale du système de formation de faisceaux. Le système proposé dans cette thèse pourrait à terme être réalisé à des fréquences plus élevées, par exemple à 24 ou 77 GHz, pour des applications radars pour lesquelles la stabilité en fréquence n'est pas un point clé. En effet, les systèmes radars pour automobiles ont été étudiés par la majorité des grandes compagnies automobiles et des instituts et laboratoires de recherche depuis le début des années 70. Les progrès rapides des technologies RF et l'arrivée des cartes DSP de plus en plus rapides ainsi que la baisse des

prix des composants en ondes millimétriques ces dernières années, ont rendu le système radar de plus en plus intéressant comme un produit de consommation. Il est attendu que les deux radars à 24 GHz et 77 GHz deviennent de plus en plus communs dans des véhicules personnels et aussi commerciaux puisque ces systèmes radars à courte et à longue distance représentent un marché d'environ 11 millions et 2.5 millions d'unités par an respectivement.

En contre partie, pour la transmission d'informations, la stabilité de la fréquence est un point prépondérant. Pour cela, il serait intéressant d’associer ce système à une PLL (Phased Locked Loop) qui assurerait la synthèse de fréquence et qui imposerait la fréquence de synchronisation par le phénomène de verrouillage par injection " injection locking ".

Liste des publications scientifiques

Publications

D. Mellouli, D. Cordeau, H. Mnif, J.M. Paillot, and M. Loulou, ‘‘Design and Implementation of A 6-GHz Array of Four Differential VCOs Coupled Through a Resistive Network”, Journal Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Vol Vol. 76, no. 2, pp. 179-193, June 2013.

Communications et Journées Nationales

D.Mellouli, H. Mnif, D. Cordeau, M. Loulou and J.M. Paillot, “Design and Implementation of A 6-GHz array of two Differential Oscillators Coupled Through a MOS transistor Network*”,* IEEE International ICECS Conference December 8-11. Abu-Dhabi;

D.Mellouli, D. Cordeau, J.M. Paillot, H. Mnif and M. Loulou, “Conception et implémenta*tion d’un réseau composé de quatre* VCOs couplés oscillant à 6 GHz*”,* 18èmes Journées Nationales Microondes JNM, 14-17 Mai 2013, Paris, France ;

D. Mellouli, D. Cordeau, J.M. Paillot, H. Mnif and M. Loulou; “Graphical method for the phase noise optimization applied to a 6 –GHz fully integrated NMOS differential LC VCO*”,* IEEE International NEWCAS Conference June 26-29. Bordeaux, France ;

D. Mellouli, H. Mnif and M. Loulou, “Graphical method for the Optimization of CMOS Quadrature VCO*”* The first ENG-OPTIM’ Contest Engineering Applications of Optimization for 11th International Workshop on Symbolic Methods, Modeling and Applications to Circuit Design (SM2ACD) 2010, 05-06 October,Gammarth, Tunisia;

D. Mellouli, H. Mnif and M. Loulou, “Wide Tuning Band Quadrature VCO”, IEEE International Design and Test Workshop, IEEE IDT’08, 20-22 December, Monastir, Tunisia;

D. Mellouli, H. Mnif, M. Loulou, D. Cordeau et J.M. Paillot, “*Etude comportementale et conception d’un réseau de VCOs couplés nécessaire à la commande d’un réseau d’antennes* linéaires”, 3ème Journées de l’Ecole Doctorale Sciences et Technologies organisée par l’Ecole Nationale d’Ingénieurs de Sfax, EDST, Mars 2013, Sousse, Tunisie. Et **l’obtention du prix du meilleur poster dans la discipline Génie Electrique ;**

D. Mellouli, O. Froui, H. Mnif and M. Loulou; “Conception *d’un VCO multi*-mode pour des applications multistandards”, 8ème Journées Scientifiques des jeunes chercheurs en Génie Electrique et Informatique, GEI’08, 17-19 Mars, Sousse, Tunisie.

REFERENCES

[Adler, 1946] R. Adler, "A study of locking phenomena in oscillators", Proceedings of the IRE, vol. 34, No. 6, pp. 351-357, June 1946;

[Akacha, 2009] S. Akacha, D. Ben Issa, A. Kachouri et M. Samet, "Design and Optimization of a Voltage Controlled Oscillator for RFID System", ICGST-ACSE journal, Volume 9, Issue 3, pp.23-28, Decembre 2009;

[Alalusi, 2006] S. Alalusi and R. Brodersen, "A 60 GHz Phased-array in CMOS", IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CCIC), pp. 393-396, September 2006.

[Andreani, 1998] P. Andreani, "A Comparison between Two 1.8GHz CMOS VCOs Tuned by Different Varactors", In Proc. of ESSCIRC'98, pp. 380-383, Sept. 1998;

[Andreani, 1999] P. Andreani and S. Mattisson, "A 2.4-GHz CMOS Monolithic VCO Based on an MOS Varactor", In Proc. of ISCAS 1999, pp. I-346-349, June 1999;

[Andreani, 2000] P. Andreani and S. Mattisson, "On the Use of MOS Varactors in RF *VCO's*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, n°6, pp. 905-910, June 2000;

[Andreani, 2000] P. Andreani, S. Mattisson, "A 1.8GHz CMOS VCO Tuned by an Accumulation-Mode Varactor", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Volume 1, pp 315-318, May 2000;

[Andreani,2000] P. Andreani and S. Mattison, "*On the Use of MOS Varactors in RF VCO's*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 6, pp. 905-910, June 2000;

[Aparicio, 2002] R. Aparicio and A. Hajimiri, "A Noise-Shifting Differential Colpitts VCO", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, n°12, pp. 1728-1736, December 2002;

[Aparicio, 2002] R. Aparicio, A. Hajimiri ; "A CMOS Differential Noise-Shifting Colpitts VCO", IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, Volume 1, pp 288-289 , 2002;

[Boughanmi, 2007] N. Boughanmi, A. Kachouri, D. Ben Issa et M. Samet, "Conception of Low Phase Noise RF-VCO Using MOS Varactor", IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, Vol.7, N°9, pp.166-176, Septembre 2007;

[Bunch, 2001] R. L. Bunch, "A Fully Monolithic 2.5GHz LC Voltage Controlled Oscillator in 0.35mm CMOS Technology", Master de Virginia Polytechnic Institute and State University, April 2001;

[Burciu, 2010] I. Burciu, "Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bibande simultané", Thèse de Doctorat de l'INSA de Lyon, Mai 2010;

[Chang, 1997] H. C. Chang, X. Cao, M. J. Vaughan, U. K. Mishra and R. A. York, "Phase Noise in Externally Injection-Locked Oscillator Arrays", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, NO. 11, pp. 2035-2042, November 1997;

[Chang, 1997] H. C. Chang, X. Cao, U. K. Mishra and R. A. York, "Phase Noise in Coupled Oscillators", IEEE Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S Conference, Vol.2, pp. 1061-1064, June 1997;

[Chang, 1997] H. C. Chang, X. Cao, U. K. Mishra and R. A. York, "Phase Noise in Coupled Oscillators : Theory and Experiment", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, NO. 5, pp. 604-615, May 1997;

[Cheung, 2001] T. S. Cheung, B. C. Lee, E. C. Choi, and W. Y. Choi "A 1.8~3.2-GHz Fully Differential GaAs MESFET PLL", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, n°4, pp. 605-610, April 2001;

[Chin, 2010] T. Y. Chin, S. F. Chang, J. C. Wu and C. C. Chang, "A 25-GHz Compact Low-Power Phased-Array Receiver With Continuous Beam Steering in CMOS Technology", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 45, no. 11, pp. 2273-2283, November 2010;

[Cordeau, 2013] D. Cordeau, M.-I. Ionita, J.-M. Paillot, M. Iordache, "New Formulation of the Equations Describing the Locked States of Two Van der Pol Oscillators Coupled through a Broadband Network - Application to the Design of Two Differential Coupled VCOs" Frequenz Journal of RF-Engineering and Telecommunications 67, 7-8 (2013) 237-247;

[Cordeau, 2004] D. Cordeau, "*Etude comportementale et conception d'oscillateurs intégrés* polyphases accordables en fréquence en technologies Si et SiGe pour les radiocommunications", Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, novembre 2004 ;

[Cressler, 1998] J.D. Cressler, "SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications", IEEE Tansactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°5, pp. 572-589, May 1998;

[Dion, 1971] R. Dion and L. J. Ricardi, "A variable coverage satellite antenna system", Proc. IEEE, Vol. 59, 1971, pp. 252-262 ;

[Djahanshahi, 2000] H. Djahanshahi and A. T. Salama, "Differential CMOS Circuits for 622-MHz/933-MHz Clock and Data Recovery Applications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, n°6, pp. 847-855, June 2000;

[Djerafi, 2011] T. Djerafi, "Etude et réalisation de matrices à commutation de faisceaux en *technologie guide d'ondes integré au substrat*", Thèse de Doctorat de l'École Polytechnique de MONTRÉAL, Avril 2011;

[Dufrane, 1992] P. Dufrane, "Contribution à l'étude d'un réseau d'antennes imprimées actives pour les liaisons mobile- satellite", Thèse de Doctorat n°9-1992, UER des sciences, Université de Limoges, Avril 1992;

[Eclercy, 1998] D. Eclercy, "*Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et* stochastiques", thèse de doctorat de l'université de Limoges, 22 septembre 1998 ;

[Ellinger, 2002] F. Ellinger and W. Bâchtod, "Novel principles for vector modulator-based phase shifters operating with only one control voltage", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, No. 10, pp. 1256-1259, October 2002;

[Elsayed ahmad, 2010] A. Elsayed ahmad, "*Conception d'antennes réseaux aux performances* optimisées par la prise en compte des couplages inter-éléments. Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire", thèse de Doctorat de l'université de Limoges, décembre 2010 ;

[Fadlallah, 2005] N. Fadlallah, "*Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de* rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage", thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Mai 2005 ;

[Fong, 2003] N. H. W. Fong, J. O. Plouchart, N. Zamdmer, D. Liu, L. F. Wagner, C. Plett and N. G. Tarr, "Design of Wide-Band CMOS VCO for Multiband Wireless LAN Applications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, n°8, pp. 1333-1342, August 2003;

[Foucauld, 2000] Emeric de Foucauld, "*Conception et réalisation d'oscillateurs accordables* en fréquence en technologie SiGe pour les radio-téléphones", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° ordre : 2-2000;

[Guan, 2004] X. Guan, H. Hashemi and A. Hajimiri, "A Fully Integrated 24-GHz Eight-Element Phased-Array Receiver in Silicon", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, No. 12, pp. 2311-2320, December 2004;

[Gueorguiev, 2007] S. Gueorguiev, S. Lindfors, and T. Larsen, "A 5.2 GHz CMOS I/Q Modulator with Integrated Phase Shifter for Beamforming", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, No. 9, pp. 1953-1962, September 2007;

[Hajimiri, 1998] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 179–194, Feb.1998;

[Hajimiri, 1999] A. Hajimiri and T.H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators" IEEE J.Solid-State Circuits, Vol 34, no. 5,pp. 896-909, May. 1999;

[Hajimiri, 1999] A. Hajimiri, T. H. Lee, "The Design of Low Noise Oscillators", Kluwer Academic Publishers, 1999;

[Ham, 2001] D. Ham et A.Hajimri, "Concepts and Methods in Optimization of Integrated LC VCOs", IEEE journal of solid-State Circuits, vol 36, n°6, pp. 896-909, Juin 2001;

[Hao, 2005] Hao, Z.C, Hong, W. Chen, J.X, Chen X.P et Wu, K. 2005, "A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International 12-17, pp.1-3, 2005 ;

[Hauspie, 2007] D. Hauspie, E. C. Park, and J. Craninckx,"Wideband VCO with simultaneous switching of frequency band active core and varactors size", IEEE J.Solid-State Circuits, vol.42, no.8, Jul 2007;

[Heath, 2005] T. Heath, "Simultaneous beam steering and null formation with coupled, nonlinear oscillator arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 6, pp. 2031-2035, June 2005;

[Hershenson, 1999] M. Hershenson, A. Hajimri, S. S. Mohan, S. P. Boyd et T.H. Lee, "Design and optimization of LC oscillators", IEEE/ACM Int. Conf. Computer Aided. Design, San Jose, CA, Nov. 1999, pp. 65‑69;

[Herzel, 2003] F. Herzel, G. Fischer and H. Gustat, "An Integrated CMOS RF Synthesizer for 802.11a Wireless LAN", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, n°10, pp. 1767-1770, October 2003;

[Houdebine, 2006] Marc Houdebine, "*Contribution pour l'amélioration de la robustesse et du* bruit de phase des synthétiseurs de fréquences". Thèse de Doctorat de l'INP Grenoble, 2006;

[Hutu, 2011] F. Hutu, D. Cordeau and JM. Paillot, "2.4 GHz antenna array using vector modulator based active phase shifter for beamforming", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, No. 2, pp. 245-254, 2011;

[Hyvert, 2013] J. Hyvert, J. M. Paillot, D. Cordeau, P. Philippe, "Conception de VCOs 15 GHz à très faible bruit de phase intégrés sur technologie BiCMOS SiGe 0,25µm", 18èmes Journées Nationales Microondes, 15-16-17 Mai 2013 – PARIS ;

[Ionita, 12] Mihaela Ionita, "Contribution to the study of synchronized differential oscillators used to control antenna arrays", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2012;

[Issati, 2011] O. El Issati, "Oscillateurs Asynchrones en Anneau: de la Théorie à la Pratique", Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble, Septembre 2011 ;

Kakani, V.; Yuehai Jin; Dai, F.F., "*A 25 GHz widetuning VCO RFIC implemented in 0.13 µm* SiGe BiCMOS technology", Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), 2010 IEEE, pp.5-8, 4-6 Oct. 2010 ;

[Klepser, 2002] B. U. H. Klepser, M. Scholz and E. Götz, "A 10-GHz SiGe BiCMOS Phase-Locked-Loop Frequency Synthesizer" , IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, n°3, pp. 328-335, March 2002;

[Klepser, 2003] B. U. Klepser, M. Punzenberger, T. Rühlicke, M. Zannoth, "5-GHz and 2.4-GHz Dual-Band RF-Transceiver for WLAN 802.11a/b/g Applications", 2003 IEEE International Microwave Symposium, Philadelphia, PA, June 2003;

[Koh, 2007] K.J. Koh and G. Rebeiz, "0.13mm CMOS phase shifters for X-, Ku-, and K-band phased arrays", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, No. 11, pp. 2535-2546, November 2007;

[Kurokawa, 1973] K. Kurokawa, "Injection locking of microwave solid-state oscillators", Proceedings of the IEEE, vol. 61, No. 10, pp. 1386-1410, October 1973;

[Leeson, 1966] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum", Proc. IEEE, vol. 54, Feb. 1966, pp. 329–330;

[Liao, 1993] P. Liao and R. York, "A new phase-shifterless beam-scanning technique using arrays of coupled oscillators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, No. 10, pp. 1810-1815, October 1993;

[Liao, 1994] P. Liao and R. York, "A six-element beam scanning array", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 4, No. 1, pp. 20-22, January 1994;

[Liao, 1994] P. Liao and R. A. York, "Beam scanning with coupled VCOs", Proc. Antennas Propagation Society International Symposium, pp. 836–839, 1994;

[Lynch, 2001] J. J. Lynch and R. A. York, "Synchronization of Oscillators Coupled Through Narrow-Band Networks", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, n° 2, pp. 237–249, February 2001;

[Lynch, 95] J. Lynch, "Analysis and design of systems of coupled microwave oscillators", PhD dissertation, Dept. Elect. Comput. Eng., Univ. California, Santa Barbara, CA, May 1995;

[Maccarini, 03] P. Maccarini, J. Buckwalter, and R. York, "Coupled phase-locked loop arrays for beam steering", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1689–1692, June 2003;

[Madihian, 1997] M. Madihian, E. Bak, H. Yoshida, H. Hirabayashi, K. Imai, Y. Kinoshita, T. Yamazaki and L. Desclos, "A 2-V, 1-10 GHz BiCMOS Transceiver Chip for Multimode Wireless Communications Networks", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, n°4, pp. 521-525, April 1997;

[Madihian, 1999] M. Madihian, T. Drenski, L. Desclos, H. Yoshida, H. Hirabayashi and T. Yamazaki, "A 5-GHz-Band Multifunctional BiCMOS Transceiver Chip for GMSK Modulation Wireless Systems", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, n°1, pp. 25-32, January 1999;

[Maget, 2002] J. Maget, M. Tiebout and R. Kraus, "Influence of Novel MOS Varactors on the *Performance of a Fully Integrated UMTS VCO in Standard 0.25µm CMOS Technology*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, n°7, pp. 953-958, July 2002;

[Maget, 2003] J. Maget, M. Tiebout and R. Kraus, "MOS Varactors With n- and p- Type Gates and Their Influence on an LC-VCO in Digital CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, n°7, pp. 1139-1147, July 2003;

[Mehta, 2003] S. Mehta, M. Zargari, S. Jen, B. Kaczynski, M. Lee, M. Mack, S. Mendis, K. Onodera, H. Samavati, W. Si, K. Singh, M. Terrovitis, D. Weber and D. Su, "A CMOS Dual-band Tri-mode Chipset for IEEE 802.11a/b/g Wireless LAN", 2003 IEEE International Microwave Symposium, Philadelphia, PA, June 2003;

[Mira, 2004] Julien Mira, "*Conception d'oscillateurs contrôlés en tension dans la gamme 2* GHz - *10 GHz, intégrés sur silicium et analyse des mécanismes à l'origine du bruit de phase*", Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux 1, N° d'ordre : 2897, 2004 ;

[Natarajan, 2005] A. Natarajan, A. Komijani, and A. Hajimiri, "A fully integrated 24-GHz phased array transmitter in CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, No. 12, pp. 2502-2514, December 2005;

[Natarajan, 2011] A. Natarajan, S. K. Reynolds, M. D. Tsai, S. T. Nicolson, J. Hong Conan Zhan, D. GunKam, D. Liu, Y. L. Oscar Huang, A. V. Garcia, and B. A. Floyd, "A Fully-Integrated 16-Element Phased-Array Receiver in SiGe BiCMOS for 60-GHz

Communications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 46, no. 5, pp. 1059-1075, May 2011;

[Paillot, 1991] J. M. Paillot, "CAO des circuits analogiques non-*linéaires : réalisation d'*un *simulateur pour l'analyse des spectres de bruit des oscillateurs*", Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n° d' ordre : 4-1991, Janvier 1991 ;

[Parker, 2002] D. Parker and D. Zimmermann, "Phased arrays-Part I : Theory and Architectures", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, No. 3, pp. 678-687, March 2002;

[Petit, 2007] L. Petit, "Antennes reconfigurables à base de MEMS RF", Thèse de Doctorat de l'université Joseph Fourier, février 2007 ;

[Porret, 2000] A. S. Porret, T. Melly, C.C. Enz and E.A. Vittoz, "Design of High-Q Varactors for Low-Power Wireless Applications Using a Standard CMOS Process", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, n°3, pp. 337-345, March 2000;

[Rammal, 1993] M. Rammal, "Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés", thèse de Doctorat n°3-93, UER des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993 ;

[Razavi, 1996] B. Razavi, "A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 3, March, 1996;

[Scholten, 2003] A. J. Scholten, L. F. Tiemeijer, R. van Langevelde, R.J. Havens, A.T.A. Zegers-van Duijnhoven, V.C. Venezia, "Noise modeling for RF CMOS circuit simulation". IEEE Trans Electron Devices, Vol, 50 No. 3, pp. 618-632, March 2003;

[Shu, 2004] Z. Shu, K. L. Lee, and B.H. Leung, "A 2.4-GHz Ring-Oscillator Based CMOS Frequency Synthesizer With Fractional Divider Dual-PLL Architecture", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, n°3, pp. 452-462, March 2004;

[Tabesh, 2011] M. Tabesh, J. Chen, C. Marcu, L. Kong, S. Kang, A. M. Niknejad and E. Alon, "A 65 nm CMOS 4-Element Sub-34 mW/Element 60 GHz Phased-Array Transceiver", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 46, no. 12, pp. 3018-3032, December 2011;

[Tayrani, 2003] R. Tayrani, M. A. Teshiba, G. M. Sakamoto, Q. Chaudhry, R. Alidio, Y. Kang, I.S. Ahmad, T. C. Cisco, "Broad-Band SiGe MMICs for Phased-Array Radar Applications", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 9, pp. 1462-1470, September 2003;

[Tiemeijer, 2001] L.F. Tiemeijer, D.M.W. Leenaert, N. Pavlovic and R.J. Havens, "Record Q Spiral Inductors in Standard CMOS", IEEE International Electron Devices Meeting, 2001;

[Tohmé, 2008] N. Y. Tohmé, J.M. Paillot, D. Cordeau, P. Coirault, "Analysis of the frequency locking region of coupled oscillators applied to 1-D antenna arrays", European Microwave Conference, pp. 1334-1337, Amsterdam, 2008;

[Tohmé, 2009] N.Y. Tohmé, "*Etudes comportementales et réalisation d'un réseau d'oscillateurs couplés et de déphaseurs actifs appliqués à la commande d'un réseau d'antennes linéaire*", Thèse de Doctorat de l'université de Poitiers, décembre 2009 ;

[Van der Pol, 34] B. Van der Pol, "The nonlinear theory of electric oscillations", Proceedings of the IRE, vol. 22, No. 9, pp. 1051-1086, September 1934;

[Wang, 2006] T. Wang, H. C. Chen, H. W. Chiu, Y. S. Lin, G. Huang et S. S. Lu, "Micromachined CMOS LNA and VCO By CMOS -Compatible ICP Deep Trench Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.54, n°2, pp.580-588, Février 2006;

[Winch, 1982] R.G. Winch, "Wide-Band Varactor-Tuned Oscillators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-17, n°6, pp. 1214-1219, December 1982;

[Yang, 2005] F. Yang, "Bruit en 1/f de films minces de manganite La0,7Sr0,3MnO3 pour application en bolométrie". Thèse de Doctorat de l'université de Caen, Janvier 2005 ;

[York, 1993] R. York, "Nonlinear analysis of phase relationships in quasi-optical oscillator arrays", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, No. 10, pp. 1799-1809, October 1993;

[York, 94] R. A. York and P. Liao, "Oscillator Array Dynamics with Broadband N-Port Coupling Networks", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, n° 11, pp. 2040–2045, November 1994;

[York, 98] R. A. York and T. Itoh, "Injection and phase-locking techniques for beam control", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, No. 11, November 1998;

[Yue, 1998] C. Patrick Yue and S. Simon Wong, "On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-*Based RF IC's*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, No. 5, pp. 743-752, May 1998;

[ITS1] Systèmes et services de transport intelligents, http://www.developpement-durable.gouv.fr/;

[ITS2] Le transport intelligent (les ITS), http://www.transport-intelligent.net;

[ITS3] Le transport intelligent (les ITS), http ://www.volvocanada.com;

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire traite de l'étude comportementale, de la conception et de la validation d'une nouvelle architecture, basée sur le couplage d'O.C.T différentiels, appliquée à la commande électronique de l'orientation du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaire. Après avoir optimisé la structure de l'O.C.T différentiel, qui constitue le corps du circuit de commande, selon une méthode graphique qui visualise les différentes contraintes imposées par le système afin de minimiser son bruit de phase et sa consommation, l'O.C.T à sorties différentielles a été réalisé en technologie NXP BiCMOS SiGe 0,25 µm puis mesuré en boîtier. Etant donné que la direction de rayonnement d'une antenne réseau dépend de la valeur du déphasage imposé entre les signaux envoyés sur deux antennes adjacentes, les équations théoriques modélisant deux O.C.T couplés et permettant d'extraire les amplitudes et le déphasage entre les différents signaux ont été décrites. La dernière étape a alors consisté en la réalisation de deux réseaux constitués respectivement de deux et de quatre O.C.T couplés au moyen d'une résistance puis d'un transistor MOS fonctionnant en zone ohmique. L'approche de couplage proposée a été validée en se basant sur les résultats de mesures effectués. De plus, l'impact de l'utilisation de structures différentielles sur la plage de déphasage obtenue et donc sur le dépointage réalisé a également été présenté ce qui nous a permis de conclure sur l'efficacité du circuit de commande proposé.

Mots-clés : Réseau d'antennes, oscillateurs couplés, oscillateur commandé en tension (O.C.T), bruit de phase, optimisation graphique.

Abstract

The work presented in this thesis deals with the study, design, and validation of a new architecture based on the coupling of differential voltage controlled oscillators (VCO) applied to the beamsteering of a linear antenna array. After optimizing the differential VCO structure, with a graphical optimization approach while satisfying design constraints imposed, in order to minimize the phase noise and power consumption, the differential VCO was realized in NXP BiCMOS SiGe 0.25 µm process and then measured. Since the radiation direction of an antenna array depends on the phase difference imposed between the two signals on adjacent antennas, the theoretical equations modeling two coupled VCOs, and allowing the extraction of the amplitude and phase difference between the outputs signals have been presented. The last step was the realization of two arrays consisting respectively of two and four VCOs coupled through a resistor and a MOS transistor operating in the triode region. The proposed coupling approach is validated based on the obtained measurement results. Furthermore, the impact of the use of differential structures on the phase shift range obtained and thus on the beam-scanning range achieved was also presented allowing to conclude on the efficiency of the proposed architecture.

Keywords: Antenna arrays, coupled oscillators, Voltage Controlled Oscillator (VCO), phase noise, graphical optimization.