

# THÈSE

présentée à

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1**

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

par **Julien MIRA**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

**SPÉCIALITE : Électronique**

\*\*\*\*\*

**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**

\*\*\*\*\*

Soutenue le : **19 Novembre 2004**

Après avis de :

**MM. J-M. FOURNIER** *Professeur, ENSERG, Grenoble*  
**J-M. PAILLOT** *Professeur, IUT GEII, Angoulême*

**Rapporteur**  
**Rapporteur**

Devant la commission d'examen formée de :

**MM. J-B. BEGUERET** *Maître de Conférences, HDR, IUT GEII, Bordeaux*  
**Y. DEVAL** *Professeur, ENSEIRB, Bordeaux*  
**P. FOUILLAT** *Professeur, ENSEIRB, Bordeaux*  
**J-M. FOURNIER** *Professeur, ENSERG, Grenoble*  
**H. LAPUYADE** *Maître de Conférences, Université Bordeaux 1*  
**J-M. PAILLOT** *Professeur, IUT GEII, Angoulême*  
**S. RAMET** *Ingénieur, STMicroelectronics, Grenoble*

**Rapporteur**  
**Président**







Merci à mes parents, ma famille, mes amis.



# REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche qui sont l'objet de ce mémoire sont le résultat d'une collaboration entre le laboratoire IXL de l'université de Bordeaux et l'équipe Synthèse de Fréquence de la société STMicroelectronics de Grenoble. Ils ont été encadrés par Monsieur le Professeur Yann Deval assisté de Monsieur le Maître de Conférence Jean-Baptiste Bégueret ainsi que par Monsieur Serge Ramet, assisté de Monsieur Thierry Divel.

Je tiens à remercier très sincèrement Monsieur Serge RAMET, et en son nom la société STMicroelectronics, pour m'avoir proposé de mener ces recherches. Je le remercie également pour avoir mis à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de mon travail, en restant extrêmement disponible pour répondre à mes questions (toujours de façon limpide) ou plus simplement pour discuter d'électronique en général.

Je remercie également Monsieur Thierry Divel 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.

Je remercie Monsieur le Professeur André Touboul, et en son nom le laboratoire IXL de l'université de Bordeaux, pour m'avoir permis de mener ces travaux.

Je remercie Monsieur le Professeur Yann Deval et Monsieur le Maître de Conférence Jean-Baptiste Bégueret pour avoir mis à ma disposition une partie de leur temps précieux, pour leurs encouragements et leur soutien tout au long de ces trois années.

Que Messieurs les Professeurs Jean-Michel Fournier et Jean-Marie Paillot soient remerciés de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter cette thèse.

Ces remerciements ne sauraient être complets sans y mentionner tous les collègues des divers services de ST Microelectronics et en particulier tous les membres de l'équipe synthèse de fréquence (concepteurs et layouters), et tous les amis rencontrés et côtoyés durant ces trois ans. Merci également à toutes les personnes ayant assisté à ma soutenance, il est bon de se sentir épauler dans ces moments-là.







# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>1</b>
---------------------------	----------

## **CHAPITRE 1**

<b>ETAT DE L'ART .....</b>	<b>5</b>
----------------------------	----------

1. ELEMENTS DE THEORIE SUR LES OSCILLATEURS ET PRESENTATION DES DIFFERENTES STRUCTURES.....	7
1.1. THEORIE DES OSCILLATIONS.....	7
1.1.1. CONDITIONS D'EXISTENCE DES OSCILLATIONS.....	7
1.1.2. CONDITIONS DE DEMARRAGE DES OSCILLATIONS.....	9
1.1.3. LIMITATION DE L'AMPLITUDE DES OSCILLATIONS.....	9
1.2. STRUCTURES D'OSCILLATEURS .....	11
1.2.1. OSCILLATEURS SANS CIRCUIT RESONANT DE TYPE LC.....	11
1.2.2. OSCILLATEURS A CIRCUIT RESONANT DE TYPE LC.....	15
1.2.3. ETAT DE L'ART DES PERFORMANCES DES OSCILLATEURS DE TYPE LC SIMPLE ET DOUBLE PAIRE CROISEE .....	20
2. LE BRUIT ET EN PARTICULIER LE BRUIT DE PHASE DANS LES OSCILLATEURS .....	23
2.1. DEFINITIONS.....	24
2.1.1. DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE.....	24
2.1.2. LES SOURCES DE BRUIT .....	26
2.2. NOTIONS DE BRUIT D'AMPLITUDE ET DE BRUIT DE PHASE.....	28
2.2.1. BRUIT D'AMPLITUDE .....	30
2.2.2. BRUIT DE PHASE .....	32
2.3. DIFFERENTES APPROCHES DU CALCUL DU BRUIT DE PHASE DANS LES OSCILLATEURS.....	34
2.3.1. THEORIE DE LEESON .....	34
2.3.2. THEORIE DE LEE-HAJIMIRI.....	37
2.3.3. CONCLUSION .....	40
3. CONCLUSION .....	41
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1 .....	43

## **CHAPITRE 2**

<b>CONCEPTION DE VCOS .....</b>	<b>47</b>
---------------------------------	-----------

1. CONCEPTION DES COMPOSANTS PASSIFS .....	49
1.1. TECHNOLOGIES UTILISEES.....	49

1.1.1. HCMOS9 0.13 $\mu$ m.....	50
1.1.2. BiCMOS7RF 0.25 $\mu$ m.....	51
1.2. DESSIN DES INDUCTANCES .....	52
1.2.1. GENERALITES .....	52
1.2.2. INDUCTANCES EN HCMOS9.....	57
1.2.3. INDUCTANCES EN BiCMOS7RF .....	61
1.3. DESSIN DES VARACTORS .....	65
1.3.1. GENERALITES .....	65
1.3.2. VARACTORS EN HCMOS9.....	71
1.3.3. VARACTOR EN BiCMOS7RF .....	72
2. CONCEPTION DE VCO SOUS 1.2V .....	73
2.1. CAHIER DES CHARGES .....	73
2.2. LES COMPOSANTS ACTIFS .....	74
2.3. CONCEPTION .....	75
2.3.1. DEUX STRUCTURES DE VCO.....	75
2.3.2. PRESENTATION DE L'EGALISATION DU $K_{VCO}$ .....	81
2.3.3. DESCRIPTION DES DIFFERENTES POLARISATIONS IMPLANTEES.....	88
2.3.4. LAYOUT DES VCOS.....	92
2.4. MESURES DES VCOS.....	93
2.4.1. VCOS DOUBLE PAIRE CROISEE.....	93
2.4.2. VCOS SIMPLE PAIRE CROISEE .....	96
2.4.3. CONCLUSION .....	99
3. CONCEPTION DE VCO SOUS 2.5V .....	99
3.1. CAHIER DES CHARGES .....	100
3.2. LES COMPOSANTS ACTIFS .....	101
3.3. CONCEPTION .....	102
3.3.1. LES VCOS .....	102
3.3.2. DESCRIPTION DU SYSTEME DE CALIBRATION.....	105
3.3.3. DESCRIPTION DU SYSTEME DE CONTROLE D'AMPLITUDE .....	109
3.3.4. LAYOUT DES VCOS.....	112
4. OUTILS DE SIMULATION.....	114
4.1. SIMULATEUR ELECTROMAGNETIQUE : HPADS MOMENTUM .....	114
4.2. LES SIMULATEURS ELECTRIQUES RF .....	115
4.2.1. GENERALITES .....	116
4.2.2. SPECTRE RF .....	117
4.2.3. ELDO RF.....	118
5. CONCLUSION .....	119
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2 .....	121

### **CHAPITRE 3**

## **APPROCHE THEORIQUE DES MECANISMES DE CONVERSION DU BRUIT DANS LES VCOS..... 125**

1. DEFINITION DU CALCUL BRUIT/SIGNAL ET DU BRUIT DE PHASE - COHERENCE AVEC LE CALCUL DE BRUIT DE D.B. LEESON.....	127
1.1. DEFINITION DU RAPPORT BRUIT/SIGNAL ET DU BRUIT DE PHASE - DEMONSTRATION DE NOTIONS COURAMMENT ADMISES.....	127
1.1.1. DEFINITION DU NSR ET BRUIT DE PHASE.....	128
1.1.2. CAS GENERAL D'UN BRUIT UNILATERAL (+D $\phi$ ).....	129
1.1.3. CAS GENERAL D'UN BRUIT BILATERAL ( $\pm$ D $\phi$ ) .....	132
1.1.4. CAS D'UN MONTAGE DIFFERENTIEL .....	133
1.2. APPLICATION A LA FORMULE DE LEESON.....	135

2. PRINCIPE DE CONVERSION PAR MELANGE DE FREQUENCES METTANT EN JEU LA CARACTERISTIQUE I(V) D'UN TRANSCONDUCTEUR .....	137
2.1. CAS DE L'OSCILLATEUR A SIMPLE PAIRE CROISEE MODELISE PAR L'OSCILLATEUR DE VAN DER POL GENERALISE : EFFET DU COURANT CONTINU DE POLARISATION	137
2.1.1. PRESENTATION DE LA PROBLEMATIQUE DANS LE CAS D'UNE SOURCE DE BRUIT EN MODE COMMUN .....	138
2.1.2. CALCUL DU BRUIT DE PHASE RESULTANT : CONVERSION DU BRUIT A $2\omega_0 + D\omega$ .....	141
2.1.3. CONCLUSION .....	146
2.2. GENERALISATION A UN GM REALISTE .....	147
2.3. EXTENSION DE LA METHODE DE CALCUL A N'IMPORTE QUELLES SOURCES DE BRUITS SITUEES A N'IMPORTE QUELLES HARMONIQUES.....	148
2.3.1. EXTENSION DE LA METHODE DE CALCUL A UNE SOURCE DE BRUIT EN MODE DIFFERENTIEL .....	148
2.3.2. CONCLUSION .....	151
3. CONVERSION PARAMETRIQUE DU BRUIT (CONVERSION AM/PM).....	151
3.1. PRESENTATION GENERALE DU MECANISME DE CONVERSION PARAMETRIQUE .....	151
3.2. PRESENTATION DU CALCUL DE LA CONVERSION PARAMETRIQUE LORS DE L'EMPLOI DE VARACTORS .....	153
3.3. GENERALISATION DU PRINCIPE DE CONVERSION PARAMETRIQUE.....	155
4. CONCLUSION .....	156
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 .....	158

**CONCLUSION ..... 161**

**ANNEXE A**

**AIDE A LA CONCEPTION ..... 165**

1. MODELE AHDL DES VARACTORS MOS POUR SIMULATION SPECTRE EN HCMOS9.....	166
2. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO DES VCOS CONVENTIONEL ET AVEC EGALISATION DE KVCO EN HCMOS9 .....	166
3. VUE LAYOUT DE LA PARTIE CAPACITIVE DES RESONATEURS CONVENTIONNELS ET A EGALISATION DE KVCO.....	172
4. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO D'UN VCO BICMOS7RF .....	174

**ANNEXE B**

**CALCUL NUMERIQUE DU BRUIT DE PHASE ..... 179**

1. CALCUL DES COEFFICIENTS D'UNE TRANSCONDUCTANCE POLYNOMIALE D'ORDRES 3 ET 5 .....	180
2. CALCUL DU BRUIT DE PHASE ISSU D'UNE SOURCE DE BRUIT DE TYPE MODE COMMUN.....	181
2.1. RAPPEL DU SCHEMA DE SIMULATION.....	181
2.2. DEFINITIONS.....	182

2.3. CALCUL DU BRUIT DE PHASE AVEC SOURCE UNILATERALE.....	182
2.4. GENERALISATION A UN BRUIT BILATERAL.....	186

# LISTE DES FIGURES

Figure 1 : a) Architectures : d'émetteur zéro-IF et b) d'émetteur superhétérodyne .....	2
Figure 1-1 : Schéma boucle fermée d'un oscillateur.....	8
Figure 1-2 : Schéma boucle ouverte d'un oscillateur.....	8
Figure 1-3 : Représentation de la saturation d'un étage amplificateur .....	10
Figure 1-4 : Schéma équivalent d'oscillateur RLC.....	10
Figure 1-5 : Structures d'oscillateurs en anneaux à nombre pair a) et nombre impair b) de cellules d'amplification .....	12
Figure 1-6 : Structure d'oscillateur à relaxation.....	13
Figure 1-7 : Structure de l'oscillateur à quartz de Pierce.....	14
Figure 1-8 : Modélisation d'un quartz par un circuit de type RLC.....	15
Figure 1-9 : Structure d'oscillateur Colpitts a) et schéma équivalent petit signal b) .....	16
Figure 1-10 : Structure d'oscillateur différentiel Colpitts.....	17
Figure 1-11 : Structure d'oscillateur Hartley a) et schéma équivalent petit signal b).....	18
Figure 1-12 : Structures d'oscillateur à simple paire croisée bipolaire (a) et MOS (b) .....	19
Figure 1-13 : Schéma synoptique (a) et structures d'oscillateur à double paire croisées bipolaire (a) et MOS (b) .....	20
Figure 1-14 : Représentation symbolique des bandes Tx et Rx du GSM .....	23
Figure 1-15 : Brouillage du signal par le bruit de phase .....	24
Figure 1-16 : Spectre d'un signal non bruité (a) et bruité (b) .....	29
Figure 1-17 : Représentation symbolique de la décomposition du bruit.....	30
Figure 1-18 : Spectre d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude .....	31
Figure 1-19 : Spectre d'un signal sinusoïdal modulé en phase .....	33
Figure 1-20 : Schéma boucle fermée de l'oscillateur bruité .....	34
Figure 1-21 : Spectre du bruit en entrée de l'oscillateur .....	35
Figure 1-22 : Spectre du bruit en sortie d'oscillateur.....	36
Figure 1-23 : Conversion du bruit autour des harmoniques du signal en bruit de phase .....	37
Figure 1-24 : Conséquence de l'injection d'un bruit au maximum d'amplitude (a) et au passage à zéro (b) .....	38
Figure 1-25 : Modèle de la réponse impulsionnelle de phase .....	38
Figure 2-1 : Atténuation du substrat en fonction de la technologie .....	51
Figure 2-2 : Vue en coupe de la tranchée isolante .....	52
Figure 2-3 : Dessins typiques d'inductances intégrées.....	53
Figure 2-4 : Dessins d'inductances à point milieu.....	54
Figure 2-5 : Vues de dessus et coupe d'un plan patterné.....	55
Figure 2-6 : Modèle RLC équivalent d'inductance à plan patterné.....	56
Figure 2-7 : Dessin d'inductance multi-brins.....	58
Figure 2-8 : Vue en coupe des niveaux de métaux .....	58
Figure 2-9 : Vue en coupe détaillée du plan patterné.....	59
Figure 2-10 : Images du layout de l'inductance sans point milieu .....	59
Figure 2-11 : Valeur de l'inductance et du coefficient de qualité en fonction de la fréquence .....	60
Figure 2-12 : Modèle RLC équivalent de l'inductance 4.15 nH.....	61
Figure 2-13 : Dessins d'inductances en fer à cheval.....	62
Figure 2-14 : Dessin du point milieu.....	62

Figure 2-15 : Image du layout de l'inductance .....	63
Figure 2-16 : Valeurs de l'inductance et du coefficient de qualité en fonction de la fréquence .....	64
Figure 2-17 : Modèle RLC équivalent de l'inductance 0.33 nH.....	65
Figure 2-18 : Vues en coupe et de dessus d'un varactor diode.....	66
Figure 2-19 : Caractéristique en tension d'un varactor diode.....	66
Figure 2-20 : Schémas classiques d'un étage à varactor diode.....	67
Figure 2-21 : Vue en coupe et de dessus d'un varactor MOS .....	67
Figure 2-22 : Caractéristique d'un varactor MOS.....	68
Figure 2-23 : Coupe d'un varactor MOS en Mode Inversion a) et en Mode Accumulation b).....	69
Figure 2-24 : Modèle utilisé pour le varactor.....	72
Figure 2-25 : Vue en coupe d'un transistor NMOS isolé.....	75
Figure 2-26 : Schémas des différentes méthodes de contrôle du courant, par les sources a), b) et par les grilles c).....	76
Figure 2-27 : Schéma détaillé des VCOs double paire croisée.....	77
Figure 2-28 : Comparaison des bruits de phase des 2 VCOs à double paire croisée à $V_{\text{contrôle}}=0.6 \text{ V}$ (2.47 GHz).....	78
Figure 2-29 : Schémas des différentes méthodes de contrôle du courant, par les sources a), par les grilles b) et par le point milieu de l'inductance c).....	79
Figure 2-30 : Schéma détaillé des VCOs simple paire croisée .....	80
Figure 2-31 : Comparaison des bruits de phase des 2 VCOs à simple paire croisée à $V_{\text{contrôle}}=0.6 \text{ V}$ (2.47 GHz).....	81
Figure 2-32 : Bruit de phase à 3 MHz en fonction de la tension de contrôle pour les VCOs simple paire croisée sans égalisation (pointillés) .....	82
Figure 2-33 : Schéma de l'oscillateur conventionnel a) et à égalisation de $K_{vco}$ b).....	83
Figure 2-34 : Comparaison des calculs de fréquence et de $K_{vco}$ pour les VCOs sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein) .....	84
Figure 2-35 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase.....	85
Figure 2-36 : Forme du $K_{vco}$ pour gain de boucle constant.....	86
Figure 2-37 : Bruit de phase à 3 MHz en fonction de la tension de contrôle pour les VCOs simple paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein).....	87
Figure 2-38 : Schéma de la source de courant des VCOs simple paire croisée .....	88
Figure 2-39 : Schéma du circuit de polarisation des varactors, à sortie unique pour VCO conventionnel .....	89
Figure 2-40 : Schéma du générateur PTAT des tensions de polarisation multiples des varactors pour VCO à égalisation de $K_{vco}$ .....	91
Figure 2-41 : Bruit en sortie de circuits de polarisations unique (trait plein), multiple (pointillés) .....	92
Figure 2-42 : Plages de fréquence et $K_{vco}$ mesurés pour les deux VCOs à double paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein) .....	94
Figure 2-43 : Bruit de phase des VCOs double inverseur à $V_{\text{ctrl}}=0.6 \text{ V}$ .....	95
Figure 2-44 : Plages de fréquence et $K_{vco}$ mesurés pour les deux VCOs à simple paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein) .....	97
Figure 2-45 : Bruit de phase des VCOs à simple paire croisée à $V_{\text{ctrl}}=0.6 \text{ V}$ .....	98
Figure 2-46 : Schéma de principe des VCOs implantés.....	103
Figure 2-47 : Schéma de l'étage varactor polarisé par une inductance.....	103
Figure 2-48 : Schéma détaillé des VCOs .....	104
Figure 2-49 : Bruit de phase des deux VCOs dans le pire cas fréquentiel.....	105
Figure 2-50 : Schéma de la PLL avec système de calibration des VCOs .....	106
Figure 2-51 : Schéma des étages de capacités commutées .....	107
Figure 2-52 : Prévision de la couverture de fréquence du VCO1 en fonction des calibres et de la tension de contrôle.....	107



Figure 2-53 : Schéma du circuit de contrôle d'amplitude des VCOs.....	110
Figure 2-54 : Modélisation de la boucle de contrôle d'amplitude du VCO pour simulations fréquentielles .....	111
Figure 2-55 : Résultats de la simulation de la stabilité de la boucle de contrôle d'amplitude	111
Figure 2-56 : Layouts type des VCOs et zoom sur la partie capacitive du résonateur .....	113
Figure 2-57 : Exemple du mixeur et courbes temporelles correspondantes illustrant la copériodicité .....	116
Figure 3-1 : Schéma équivalent à l'équilibre d'un oscillateur .....	128
Figure 3-2 : Illustration vectorielle de la décomposiion d'un vecteur de bruit .....	130
Figure 3-3 : Décomposition d'un vecteur glissant.....	131
Figure 3-4 : Représentation de la répartition d'un bruit unilatéral .....	132
Figure 3-5 : Représentation de la répartition d'un bruit bilatéral .....	133
Figure 3-6 : Schéma de calcul de la tension différentielle .....	134
Figure 3-7 : Schéma d'oscillateur élémentaire .....	135
Figure 3-8 : Schéma d'oscillateur élémentaire avec prise en compte du bruit de la résistance parallèle de pertes .....	135
Figure 3-9 : Schéma du circuit idéal à interrupteurs .....	138
Figure 3-10 : Schéma de simulation du bruit en mode commun .....	139
Figure 3-11 : Représentation spectrale du bruit créneau et de la résultante en bruit de phase	139
Figure 3-12 : Schémas équivalents de simulations .....	141
Figure 3-13 : Représentation de la répartition d'un bruit unilatéral .....	145
Figure 3-14 : Représentation de la répartition d'un bruit bilatéral .....	146
Figure 3-15 : Schéma de simulation de sources de bruit en mode différentiel .....	149
Figure 3-16 : Oscillateur à dispositif de changement de fréquence .....	152
Figure 3-17 : Schémas classiques d'un étage à varactor .....	154
Figure A-1 : Vue du layout de la partie capacitive du résonateur des VCOs sans égalisation du $K_{vco}$ .....	173
Figure A-2 : Vue du layout de la partie capacitive du résonateur des VCOs avec égalisation du $K_{vco}$ .....	173
Figure B-1 : Caractéristique du courant de sortie d'un interrupteur parfait commandé par un signal sinusoïdal .....	180
Figure B-2 : Schéma de simulation d'une source de bruit en mode différentiel .....	182

# LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 : Etat de l'art des performances des oscillateurs à simple et double paire croisée.....	22
Tableau 2-1 : Comparaison des principaux paramètres des deux types de varactors .....	70
Tableau 2-2 : Plages de fréquences des différents standards à couvrir et assignation d'une plage pour chaque VCO .....	100
Tableau 2-3 : Correspondance calibre-amplitude et effet sur le bruit de phase .....	109





# INTRODUCTION

L'intégration complète des systèmes destinés aux applications de télécommunications sans fil et la réduction de la surface de silicium qu'ils occupent sont toujours les préoccupations principales des concepteurs de circuits en vue de réduire les coûts de fabrication. Cependant, les solutions proposées à l'heure actuelle afin d'atteindre ces objectifs consistent dans la majorité des cas à migrer les circuits existants vers des technologies plus fines ou à concevoir des circuits capables de supporter plusieurs standards de communication.

La conception des oscillateurs et des oscillateurs contrôlés en tension (appelés VCOs) est sujette à ces mêmes directions de travail. Lors de l'application de celles-ci, il émerge alors des problématiques nouvelles, spécifiques aux oscillateurs et VCOs..

L'utilisation de technologies plus fines sous-entend l'emploi de tensions d'alimentation faibles (proches du volt) puisque les tensions supportées par les jonctions des transistors sont plus faibles. Par conséquent le rapport signal à bruit sera potentiellement réduit alors que les contraintes en bruit se durcissent. Ce dernier point affecte de façon significative les performances des oscillateurs. A cela s'ajoute le fait qu'il faille couvrir des plages de fréquence toujours plus grandes avec des plages de tension de contrôle qui diminuent. Les conséquences sont multiples : dégradation des performances en bruit de phase, difficulté d'intégration dans une boucle à verrouillage de phase (PLL), etc. Il faut alors trouver de nouvelles solutions de conception.

L'augmentation du nombre de standards à couvrir pousse les concepteurs à s'orienter vers des architectures configurables mais simples pour toujours gagner en surface et en consommation. Dans le cas de la radiotéléphonie mobile, la structure d'émetteur appelée Zéro-IF (Intermédiaire Frequency) nécessite moins de fonctions (et donc moins de surface et de courant) et pas de filtre externe (de type SAW, Surface Acoustic Wave), contrairement à la structure superhétérodyne. Ces deux structures sont présentées en Figure 1.

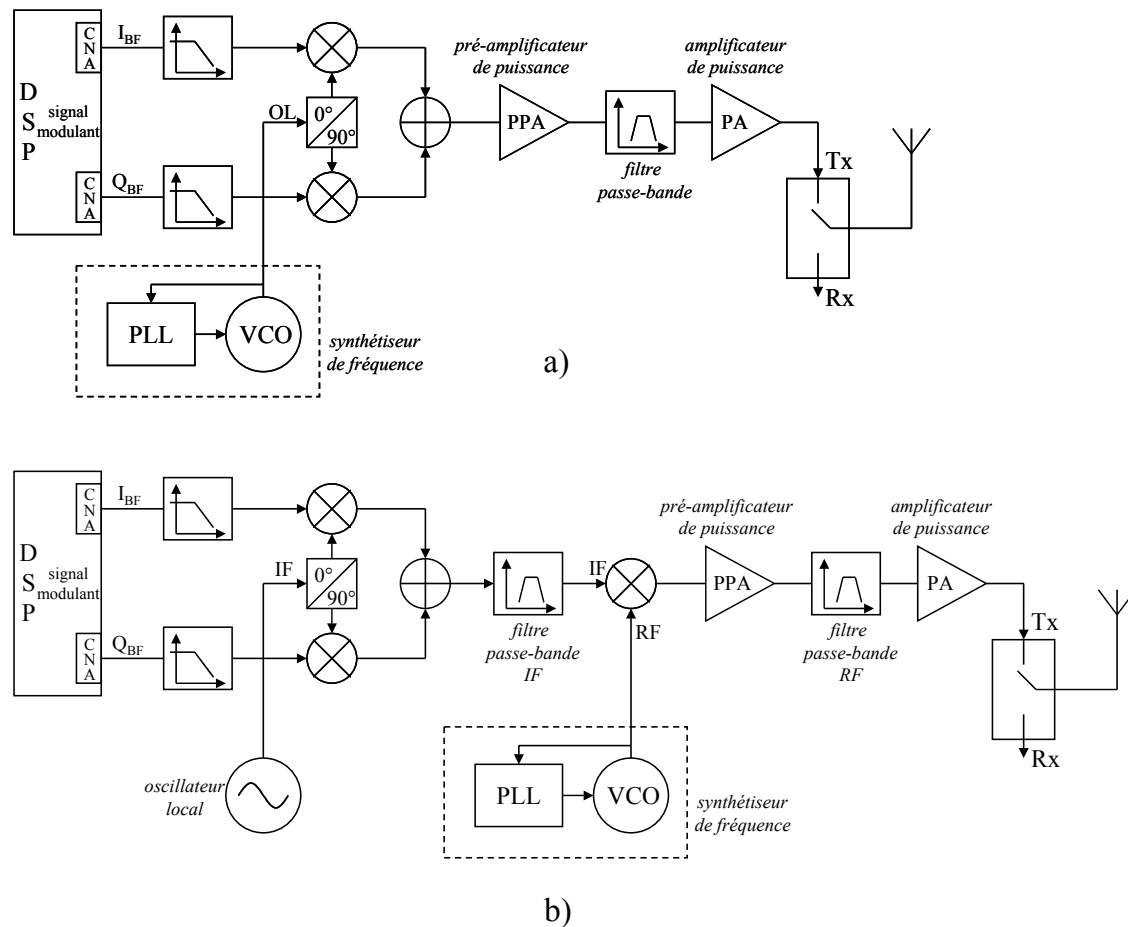


Figure 1 : a) Architectures : d'émetteur zéro-IF et b) d'émetteur superhétérodyne

Cependant, un des inconvénients de la structure Zéro-IF est sa sensibilité au pulling par injection. Il consiste en l'injection d'une fréquence proche de la fréquence d'oscillation du VCO entraînant une modulation de cette dernière et donc une dégradation des performances du système. Une des solutions pour réduire cet effet est de faire travailler le VCO à une fréquence entière multiple de la fréquence d'émission. L'effet du couplage est atténué car il est alors créé entre le signal du VCO et une harmonique N-ième du signal émis modulé, dont la puissance est plus faible. La réalisation d'un oscillateur haute fréquence nécessite de résoudre d'autres problèmes de conception, tels que la couverture de fréquence et la régulation d'amplitude du VCO.

La conception des VCOs présentés dans cette thèse s'est accompagnée d'une étude plus théorique sur les phénomènes de conversion du bruit électronique en bruit de phase. Il existe deux familles de conversion du bruit en bruit de phase : la conversion fréquentielle et la conversion paramétrique. Le travail de recherche présenté ici s'efforce de décrire une

approche simple et facilement utilisable. Il porte sur la modélisation de la conversion fréquentielle, c'est à dire le mélange des différentes fréquences de bruit présentes dans l'oscillateur et de la fréquence du signal principal. La méthode permet aux concepteurs d'évaluer les performances au premier ordre de leur oscillateur et aussi que de contrôler les résultats que peuvent fournir les simulateurs.

Le premier chapitre rappelle un ensemble de points facilitant la compréhension du fonctionnement des oscillateurs. Une présentation des différentes structures d'oscillateurs permettra de justifier des choix techniques faits sur ce point pour les différents circuits. Dans un deuxième temps, les sources de bruit susceptibles d'être converties en bruit de phase seront décrites ainsi que deux théories portant sur cette conversion. Il s'agit des travaux de D.B. Leeson d'une part, et de ceux de T. Lee et A. Hajimiri d'autre part. Les approches de ces auteurs diffèrent de celle élaborée au cours des recherches personnelles présentées dans ce document.

Le deuxième chapitre présente les travaux de réalisation d'oscillateurs contrôlés en tension avec des problématiques différentes. Ces travaux s'étendent de la conception des composants passifs du résonateur aux mesures de l'oscillateur. La réalisation du premier circuit en technologie CMOS 0.13  $\mu\text{m}$  a été rendue difficile du fait de la faible tension d'alimentation qui est de 1.2V. Il a permis l'invention d'un système de polarisation de varactors assurant un  $K_{vco}$  constant sur toute la plage de tension de contrôle. Les mesures de ce circuit illustrent l'efficacité du procédé. Le second circuit réalisé en technologie BiCMOS 0.25  $\mu\text{m}$  est un oscillateur multistandard pour la téléphonie mobile dont la fréquence d'oscillation se situe autour de 8GHz. A cette fréquence d'oscillation, les performances de bruit de phase sont plus sensibles aux limitations liées à la fréquence de transition des composants actifs. Une courte présentation des simulateurs utilisés et de leur fonctionnement conclut ce chapitre.

Le troisième chapitre commence par une présentation et une justification des outils permettant de comprendre la façon dont est effectué le calcul analytique de la conversion fréquentielle du bruit. Ce calcul passe par la modélisation des composants actifs de l'oscillateur. La théorie est validée par confrontation des résultats du calcul analytique et des résultats de simulations électriques. Des directions de recherche sont données afin d'améliorer plus encore l'efficacité de la méthode. Un aperçu de différentes méthodes de calcul de la conversion paramétrique du bruit, liée aux caractères non-linéaires des composants, termine ce chapitre.





## CHAPITRE 1

## ETAT DE L'ART

## SOMMAIRE

1. ELEMENTS DE THEORIE SUR LES OSCILLATEURS ET PRESENTATION DES DIFFERENTES STRUCTURES .....	7
1.1. THEORIE DES OSCILLATIONS .....	7
1.1.1. Conditions d'existence des oscillations .....	7
1.1.2. Conditions de démarrage des oscillations .....	9
1.1.3. Limitation de l'amplitude des oscillations .....	9
1.2. STRUCTURES D'OSCILLATEURS .....	11
1.2.1. Oscillateurs sans circuit résonant de type LC .....	11
1.2.2. Oscillateurs à circuit résonant de type LC .....	15
1.2.3. Etat de l'art des performances des oscillateurs de type LC simple et double paire croisée .....	20
2. LE BRUIT ET EN PARTICULIER LE BRUIT DE PHASE DANS LES OSCILLATEURS .....	23
2.1. DEFINITIONS .....	24
2.1.1. Densité spectrale de puissance .....	24
2.1.2. Les sources de bruit .....	26
2.2. NOTIONS DE BRUIT D'AMPLITUDE ET DE BRUIT DE PHASE .....	28
2.2.1. Bruit d'amplitude .....	30
2.2.2. Bruit de phase .....	32
2.3. DIFFERENTES APPROCHES DU CALCUL DU BRUIT DE PHASE DANS LES OSCILLATEURS .....	34
2.3.1. Théorie de Leeson .....	34
2.3.2. Théorie de Lee-Hajimiri .....	37
2.3.3. Conclusion .....	40

3. CONCLUSION ..... 41

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1 ..... 43

Un oscillateur est un circuit générant un signal périodique à fréquence constante ou variable. Dans ce dernier cas, on parle alors d'oscillateur contrôlé en tension. Un oscillateur est généralement constitué : d'un circuit résonant passif, souvent de type inductance-capacité (LC) qui détermine la fréquence d'oscillation et d'un circuit actif à base de transistors. Chacune de ces deux parties contribue à la génération du bruit de l'oscillateur et en particulier du bruit de phase.

Ce premier chapitre rappelle quelques éléments de théorie sur les oscillateurs tels que les conditions nécessaires à l'existence d'oscillations ainsi qu'à leur démarrage, ou encore les conditions de limitation de leur amplitude. Cet exposé théorique sera suivi d'une présentation des deux grandes familles d'oscillateurs : les oscillateurs sans et avec circuit résonant de type inductance-capacité (LC) puis d'un comparatif des différentes performances de chaque type expliquant les choix faits pour la suite de l'étude. Ce chapitre se terminera avec l'énumération des différentes sources de bruit susceptibles de générer le bruit de phase ainsi que des différentes approches et modélisations de la conversion de ces bruits en bruit de phase.

## **1. ELEMENTS DE THEORIE SUR LES OSCILLATEURS ET PRESENTATION DES DIFFERENTES STRUCTURES**

### **1.1. Théorie des oscillations**

Comme tous les systèmes oscillants, qu'il s'agisse d'un pendule ou d'une corde vibrante, les oscillateurs (électriques) transforment une énergie à la fréquence nulle en une énergie à la fréquence du résonateur et répondent aux mêmes lois physiques. Ainsi, il est possible de déterminer de façon assez générique dans quelles conditions le dispositif oscillera et si les oscillations sont susceptibles de démarrer.

#### *1.1.1. Conditions d'existence des oscillations*

Il est possible de modéliser un oscillateur par un système bouclé identique à celui présenté en Figure 1-1, [FOU00]. Il comprend un élément de gain correspondant à la partie active du circuit et un élément passif, représentant le résonateur, bouclés par une contre-réaction positive.

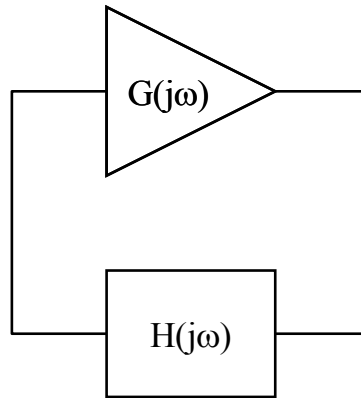


Figure 1-1 : Schéma boucle fermée d'un oscillateur

avec :

$G(j\omega)$  est la fonction de transfert de la partie active.

$H(j\omega)$  est la fonction de transfert de la partie passive (i.e. le résonateur)

On peut signaler que compte tenu de la nature des composants formant la partie active (des transistors), le gain de cette partie est non-linéaire mais pour cette analyse une approximation linéaire est suffisante (voir paragraphe §1.1.3).

L'étude en boucle ouverte de ce système nous permet de déterminer les conditions pour lesquelles des oscillations vont pouvoir apparaître. Le schéma de la boucle ouverte est présenté en Figure 1-2.

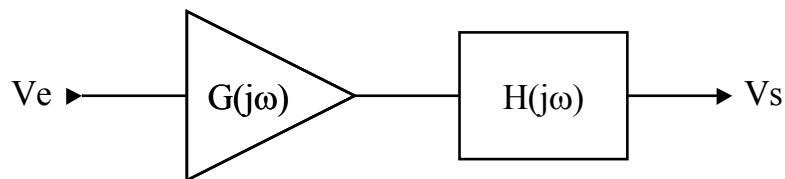


Figure 1-2 : Schéma boucle ouverte d'un oscillateur

La fonction de transfert de la boucle ouverte est donc :

$$\frac{V_s}{V_e} = G(j\omega) \cdot H(j\omega) \quad \text{Eq. 1-1}$$

S'il y a présence d'oscillations en régime établi, on peut écrire que  $V_s = V_e$ , il faut alors que la fonction de transfert de la boucle ouverte satisfasse aux critères suivants, appelés critères de Barkhausen :

$$|G(j\omega) \cdot H(j\omega)| = 1 \quad \text{Eq. 1-2}$$

et

$$\arg\{G(j\omega)\cdot H(j\omega)\}=0\pm 2k\pi \quad k \in \mathbb{N} \quad \text{Eq. 1-3}$$

### 1.1.2. Conditions de démarrage des oscillations

On comprend aisément que si le gain de la partie active est supérieur au gain de la fonction de transfert du résonateur, les oscillations peuvent démarrer et même, en théorie, croître en théorie indéfiniment. Dans la théorie sur les systèmes bouclés, ce phénomène se traduit par le fait que le module de la fonction de transfert (Eq. 1-2) est strictement supérieur à l'unité.

Cependant cela ne permet pas d'expliquer pourquoi en pratique, il y a démarrage des oscillations. A l'équilibre, il n'y a, a priori, pas de transfert d'énergie entre les différents éléments du circuit, celui-ci est dans un puits de stabilité. C'est, en fait, le bruit intrinsèque des composants (l'agitation thermique des électrons, etc.), qui est un phénomène aléatoire et donc différent à l'instant  $t$  dans chaque composant, qui déséquilibre le dispositif. Ce déséquilibre est ensuite amplifié par le gain de la boucle.

Le bruit peut être assimilé à un petit signal, ceci justifie l'utilisation de l'approximation linéaire du gain pour ce qui est du démarrage des oscillations. Cependant lorsque le signal croît, l'approximation n'est plus valable et il faut alors employer un modèle non-linéaire.

Grâce à un schéma petit signal du circuit, on peut déterminer, au premier ordre, 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 démarrer les oscillations. Dans la pratique cependant, 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, [KEI01].

### 1.1.3. Limitation de l'amplitude des oscillations

Puisque le module de la fonction de transfert est strictement supérieur à l'unité pour assurer le démarrage, l'amplitude des oscillations doit tendre vers l'infini dans le cas du modèle linéaire. Ceci est évidemment physiquement impossible.

On observe un phénomène de limitation de l'amplitude qui est lié au circuit amplificateur  $G(j\omega)$  de la boucle. Comme tout amplificateur, son gain, dans notre cas la transconductance, est non-linéaire. Ce comportement est directement lié au caractère même des composants constituant l'amplificateur (Figure 1-3).

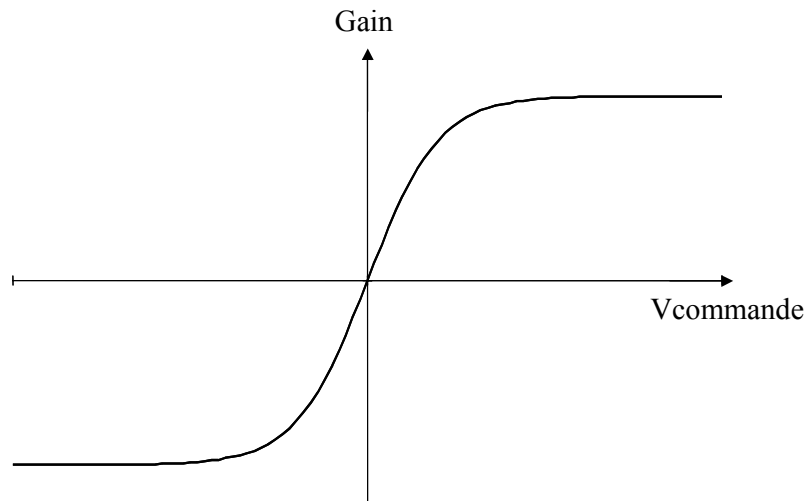


Figure 1-3 : Représentation de la saturation d'un étage amplificateur

Un transistor, qu'il soit MOS ou Bipolaire, ne peut délivrer un courant, fonction de sa commande, de manière infinie et ce de façon linéaire. Des phénomènes parasites tels que la forte injection pour les transistors bipolaires ou la vitesse limite des porteurs à fort champ transversal pour les transistors MOS, limitent l'augmentation du courant et confèrent à leur transconductance une caractéristique non-linéaire. Le courant ainsi issu de l'amplificateur est de la forme :

$$i = \alpha_1 \cdot V^1 + \alpha_2 \cdot V^2 + \alpha_3 \cdot V^3 + \dots \quad \text{Eq. 1-4}$$

avec :

$V$  : pouvant être assimilé à l'amplitude de la tension aux bornes du résonateur, Figure 1-4.

$\alpha_i$  : coefficients variables suivant la zone de fonctionnement et décrivant la transconductance non-linéaire.

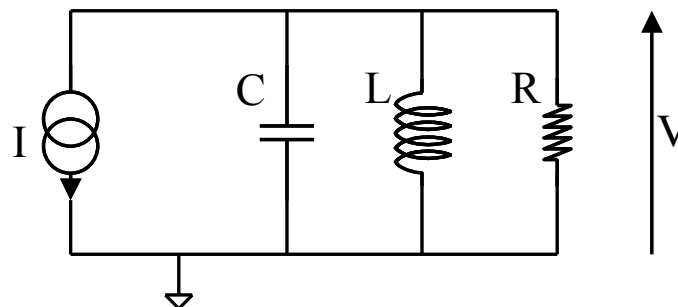


Figure 1-4 : Schéma équivalent d'oscillateur RLC

En pratique, il est cependant possible d'observer d'autres phénomènes limitant l'amplitude des oscillations. Tous les oscillateurs électriques reçoivent l'énergie, qui leur

permet de maintenir l'oscillation, d'une source de tension ou de courant. L'amplitude du signal va donc pouvoir croître mais sera limitée par ces sources de polarisation.

Certains type d'oscillateurs vont avoir leur amplitude limitée uniquement par la tension d'alimentation, c'est à dire que le signal oscillera entre la masse (0 V) et la tension d'alimentation positive (variant suivant la technologie utilisée, appelée VDD). D'autres oscillateurs, alimentés par une source de courant, verront l'amplitude de leur signal limitée par le phénomène de dépolarisation de la source de courant, qui a tendance à faire diminuer le courant fourni lorsque l'amplitude augmente, et donc à diminuer le gain de l'étage amplificateur de la boucle.

## 1.2. Structures d'oscillateurs

Ce paragraphe a pour but de présenter, de manière non exhaustive, les principaux types d'oscillateurs électriques contrôlés en tension utilisés dans l'électronique intégrée. Les oscillateurs électriques contrôlés en tension permettent d'obtenir une fréquence d'oscillation pouvant être contrôlée via une tension. Cette tension peut notamment être issue d'une boucle à verrouillage de phase (en anglais : Phase Locked Loop, PLL). Dans la plupart des cas, la modification de la fréquence est obtenue par l'utilisation de capacités variant en tension, appelées varactors.

On peut distinguer deux grandes familles d'oscillateurs qui se distinguent par la présence ou non d'un circuit résonant constitué par une inductance et une capacité. La présence ou non de ce circuit résonant a des conséquences sur le fonctionnement du circuit.

Pour chaque type de circuit, il sera discuté du fonctionnement de l'oscillateur, du type d'application de chaque structure, des avantages et des inconvénients de chaque structure en terme de surface de silicium, de consommation, et de bruit.

Un état de l'art des performances des oscillateurs fournira une référence permettant de justifier certains choix de conception faits par la suite.

### 1.2.1. Oscillateurs sans circuit résonant de type LC

Il existe trois principaux types de circuits qui ne disposent pas de circuit résonant de type LC : les oscillateurs en anneaux, les oscillateurs à relaxation et enfin les oscillateurs à quartz.

### • Oscillateurs en anneaux

Les oscillateurs en anneaux sont constitués d'une chaîne de cellules comprenant un amplificateur et un circuit résistif-capacitif (RC), [RET02] [SHU04] ; les cellules étant bouclées sur elles-mêmes. Le rebouclage des cellules assure l'inversion de la phase du signal. Cette inversion peut être effectuée de plusieurs façons : on peut employer des cellules différentielles (inverseurs différentiels) et ainsi effectuer un croisement des signaux portant les oscillations (Figure 1-5 a)) ou, si les cellules ont des sorties simples, utiliser un nombre impair de cellules, (Figure 1-5 b)).

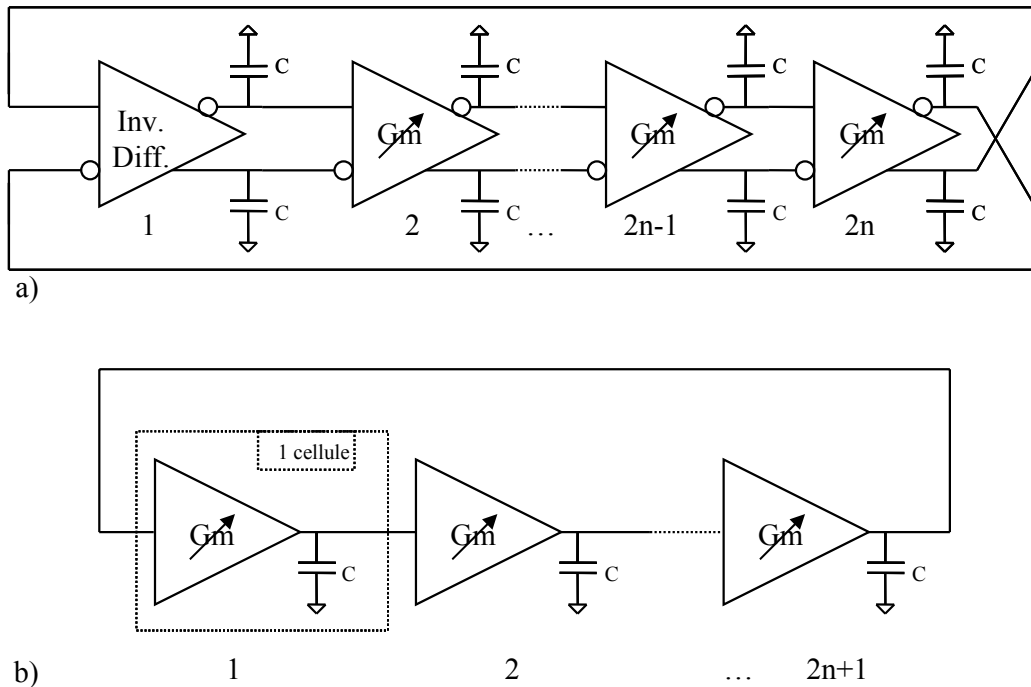


Figure 1-5 : a) Structures d'oscillateurs en anneaux à nombre pair et b) nombre impair de cellules d'amplification

La fréquence d'oscillation de ce type d'oscillateur est donnée par la formule :

$$F_{osc}(V) = \frac{Gm}{2 \cdot N \cdot C} \quad \text{Eq. 1-5}$$

avec :

N : le nombre de cellules

Le contrôle de la transconductance  $Gm$ , donc du courant, permet d'ajuster la fréquence d'oscillation avec beaucoup de précision.



Il existe un moyen assez facile de réaliser un oscillateur en anneau. Il suffit d'utiliser, en guise d'amplificateur, de simples inverseurs. En effet, le gain  $V_s/V_e$  d'un inverseur est au moins égal à l'unité car la tension de sortie est soit 0V (la masse), soit VDD.

La saturation de l'étage amplificateur de la cellule conduit à la limitation de l'amplitude. Dans le cas de la chaîne d'inverseurs, on comprend aisément que la tension d'oscillation varie entre 0V et VDD et compte tenu de la réponse d'un inverseur, le signal sera de type créneau.

Ce type d'oscillateur est surtout employé dans des applications numériques notamment en tant qu'horloge de cadencement. Cette restriction d'utilisation est principalement due à leurs performances en bruit de phase très inférieures à l'exigence des standards de communications sans fil. Cependant leur surface d'occupation sur silicium est très faible.

#### • Oscillateurs à relaxation

Les oscillateurs à relaxation sont un cas particulier vis à vis des autres structures présentées ici. Ils se distinguent par le fait qu'ils n'ont pas en régime établi une énergie totale instantanée constante. Ils fonctionnent suivant un principe de va et vient de l'énergie.

Pour réaliser un tel oscillateur, il est nécessaire de disposer de trois éléments essentiels, qui sont : une ou plusieurs capacités (variables ou non), un ou plusieurs comparateurs à hystérésis et au minimum deux sources de courant comme représenté en Figure 1-6. On peut noter que les sources de courant peuvent être de simples résistances.

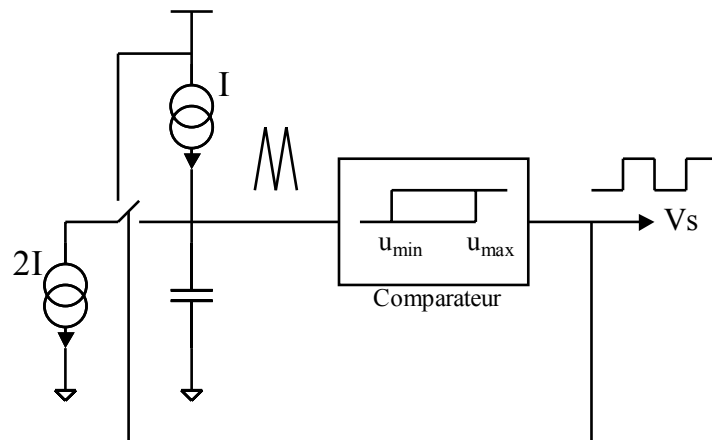


Figure 1-6 : Structure d'oscillateur à relaxation

Le fonctionnement de cet oscillateur consiste en la charge et la décharge d'une capacité. Une source de courant charge la capacité dont la tension aux bornes augmente. Le comparateur détecte le dépassement du seuil programmé et commande la décharge de la

capacité. La tension baisse jusqu'au seuil inférieur, le comparateur ordonne la recharge de la capacité et ainsi de suite.

La fréquence d'oscillation dépend de la valeur de la (des) capacité(s), de la valeur du courant et de la différence entre les tensions de seuil du comparateur. Elle peut être déterminée par la formule suivante :

$$F_{osc} = \frac{I}{2 \cdot C \cdot (u_{max} - u_{min})} \quad \text{Eq. 1-6}$$

La fréquence peut être changée en modifiant les trois paramètres cités précédemment, mais il est courant d'ajuster la fréquence en modifiant le courant des sources. Ce type d'oscillateur est, entre autres, utilisé comme oscillateur local fournissant la fréquence intermédiaire dans une chaîne de modulation/démodulation. Les performances en bruit sont du même ordre que celles des oscillateurs en anneaux mais les fréquences d'opération restent très faibles, de l'ordre de quelques centaines de mégahertz.

#### • Oscillateurs à Quartz (VCXO)

Les oscillateurs à quartz utilisent les propriétés vibratoires du cristal de quartz afin de générer une fréquence, [VIT88]. Le quartz, une fois taillé, peut se mettre en vibration sous l'effet d'une impulsion (électrique). Mais sa vibration tout en restant à la même fréquence tend à s'éteindre pour des raisons mécaniques (frottements, etc.). Il est donc nécessaire de lui adjoindre un circuit fournissant l'énergie compensant ses pertes et qui va entretenir les oscillations (on parle de circuit d'entretien).

Le schéma présenté en Figure 1-7 représente le schéma classique d'oscillateur à quartz. Il s'agit de l'oscillateur de Pierce.

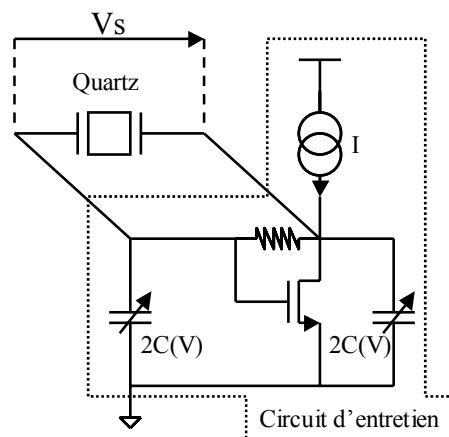
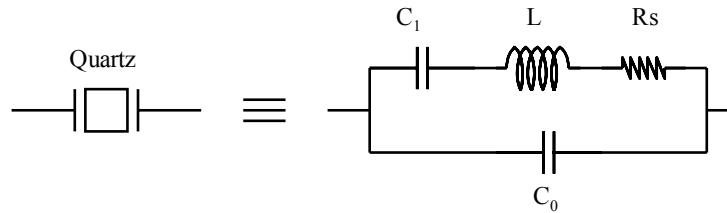


Figure 1-7 : Structure de l'oscillateur à quartz de Pierce

Afin de pouvoir déterminer la fréquence d'oscillation du circuit, il est nécessaire d'effectuer une modélisation du quartz afin de lui associer un circuit RLC équivalent présenté en Figure 1-8.



**Figure 1-8 : Modélisation d'un quartz par un circuit de type RLC**

La fréquence de résonance parallèle du schéma de la Figure 1-7 est définie par :

$$F_{osc} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{C_0 \cdot C(V)}{C_0 + C(V)} \cdot L}} \quad \text{Eq. 1-7}$$

Il est très courant d'utiliser des oscillateurs à quartz comme horloge de référence (le cas le plus courant étant dans les montres). Les VCXOs ont la particularité d'être très précis en fréquence dans le temps et en température : quelques hertz de précision à plusieurs dizaines de mégahertz de fréquence de fonctionnement soit quelques ppm (parties par million). C'est un atout indissociable de leur très faible bruit de phase puisque ce dernier doit être inférieur à celui des circuits qu'ils cadencent. Ces deux points rendent ce type d'oscillateur incontournable lorsqu'il s'agit de concevoir une fréquence de référence pour les PLLs. Cependant son utilisation reste limitée car les fréquences susceptibles d'être atteintes sont inférieures à quelques centaines de mégahertz. Le circuit d'entretien est le plus souvent constitué par un (des) transistor(s) MOS.

### 1.2.2. Oscillateurs à circuit résonant de type LC

Les oscillateurs à résonateur LC possèdent le même principe de fonctionnement que les oscillateurs précédemment décrits : il s'agit toujours de compenser les pertes résistives (représentées par  $R_s$ ) du circuit résonant (LC) par l'adjonction d'un circuit actif.

Les structures des circuits actifs, permettent de différencier les oscillateurs entre eux. Les oscillateurs les plus courants sont : l'oscillateur Colpitts et les oscillateurs à simple et double paire croisée.

#### • Oscillateur Colpitts

Le schéma de principe de l'oscillateur Colpitts est présenté en Figure 1-9, [APA02].

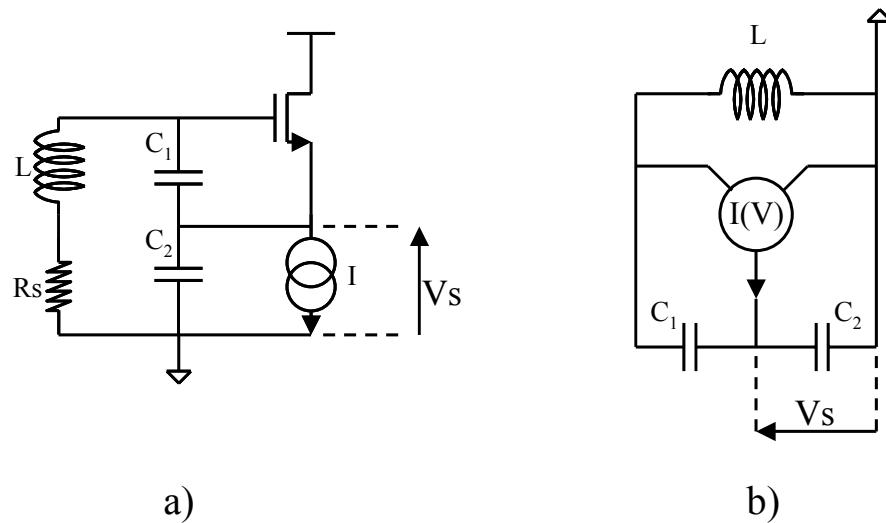


Figure 1-9 : a) Structure d'oscillateur Colpitts et b) schéma équivalent petit signal

La fréquence de résonance de cet oscillateur est définie par :

$$F_{osc} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot L}} \quad \text{Eq. 1-8}$$

Cette structure à sortie simple est très employée pour réaliser des VCOs discrets en technologie hybride. En revanche en circuit intégré, on préfère utiliser des circuits à sorties différentielles pour la raison suivante : si un parasite, venant du substrat, vient perturber chaque branche du circuit, le signal sur chaque branche étant soustrait en sortie, l'effet lié au parasite est lui aussi soustrait et donc annulé au premier ordre. De plus, le spectre est plus « propre » puisque les harmoniques paires sont éliminées par la soustraction des signaux. Il a donc été créé une version « différentielle » de l'oscillateur Colpitts, Figure 1-10.

Le schéma présenté a des composants dont les valeurs assurent une fréquence identique à celle de l'oscillateur présenté en Figure 1-9.

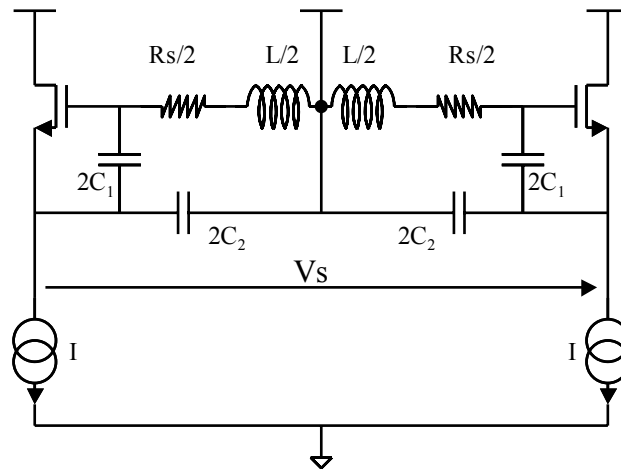


Figure 1-10 : Structure d'oscillateur différentiel Colpitts

La juxtaposition de deux circuits à sortie simple ne suffit pas à produire un oscillateur Colpitts purement différentiel viable. En effet si le point milieu des deux inductances est une masse RF, alors la relation de phase entre les deux sorties est quelconque. Les deux oscillateurs fonctionnent de façon indépendante car les courants circulant dans les deux résonateurs ne sont pas couplés.

Pour rendre ce montage différentiel, il faut que le point milieu des deux inductances soit contrôlé à haute impédance à la fréquence d'oscillation. On peut ainsi connecter une inductance de très forte valeur (donc non intégrée) entre le point milieu et l'alimentation ou bien connecter un circuit de contrôle de la tension qui présentera une haute impédance à la fréquence de résonance.

Tout comme il existe un  $G_m$  minimum permettant d'assurer le démarrage des oscillations et leur croissance, une étude antérieure à ce travail, [KEI01], a montré l'existence d'une transconductance maximale au-delà de laquelle l'amplitude des oscillations diminue. Ce phénomène s'explique par la diminution du courant moyen présent dans le résonateur lors du blocage des transistors. Le contrôle de ce paramètre rend plus difficile encore la mise en œuvre de ce montage. La modification des composants du résonateur implique un re-calcule du  $G_m$  minimum assurant le démarrage qui révèle que la transconductance doit être doublée pour que le circuit démarre et le courant de polarisation de l'oscillateur doit être multiplié par quatre. C'est un désavantage de cette structure, surtout à l'heure des réductions des consommations des circuits.

Dans le cas d'une structure à transistor bipolaire, la jonction base-emetteur (BE) est polarisée en inverse et est donc limitée à 1 V ce qui réduit d'autant l'amplitude des oscillations et dégrade fortement les performances en bruit de phase.

### • Oscillateur Hartley

L'oscillateur Hartley est une ancienne structure d'oscillateur, Figure 1-11, jamais utilisée sous cette forme. C'est le dual de l'oscillateur Colpitts.

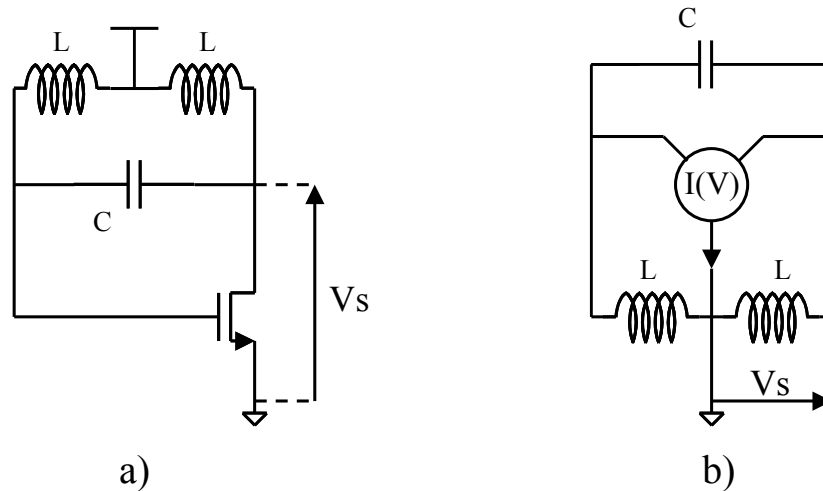


Figure 1-11 : a) Structure d'oscillateur Hartley et b) schéma équivalent petit signal

La fréquence de résonance est donnée par :

$$F_{osc} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2 \cdot L \cdot C}} \quad \text{Eq. 1-9}$$

L'intérêt de ce montage réside en fait dans sa forme différentielle croisée aussi appelée : oscillateur à simple paire croisée.

### • Oscillateur simple paire croisée (Hartley différentiel)

L'oscillateur à simple paire croisée fait partie des circuits les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences, (Tableau 1-1). Le schéma de cet oscillateur est présenté en Figure 1-12 avec deux circuits d'entretien, l'un utilisant des transistors Bipolaires, l'autre utilisant des transistors MOS. Il s'agit donc de la juxtaposition de deux oscillateurs Hartley, avec croisement de la commande des transistors. Il y a bien couplage entre les courants circulant dans les deux branches du circuit, ce montage est bien différentiel.

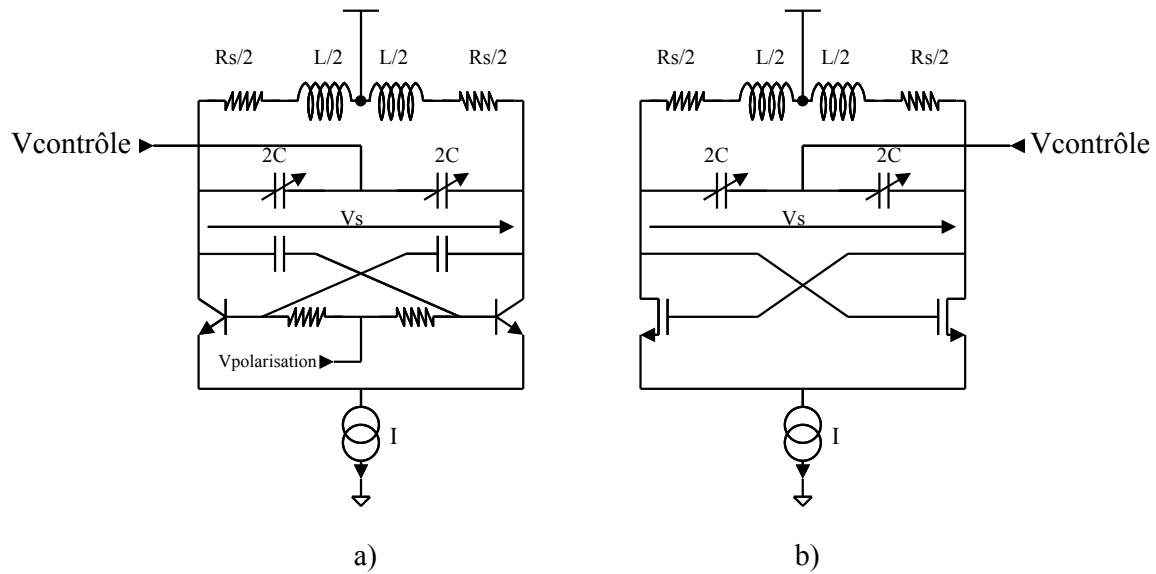


Figure 1-12 : Structures d'oscillateur à simple paire croisée (a) bipolaire et MOS (b)

La source de courant des montages présentés en Figure 1-12 est située au niveau des émetteurs (sources) des transistors du circuit d'entretien mais il est aussi possible et courant de placer ces sources au niveau du point milieu des inductances.

La fréquence de résonance se calcule avec :

$$F_{osc}(V_{contrôle}) = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C(V_{contrôle}) \cdot L}} \quad \text{Eq. 1-10}$$

Ces montages sont parmi les plus performants en terme de bruit de phase puisqu'ils permettent d'obtenir de fortes amplitudes d'oscillations. Cependant leur plus gros inconvénient réside dans leur encombrement (dû à l'inductance) par rapport aux circuits non-LC.

• **Oscillateur double paire croisée**

L'oscillateur à double paire croisée ou oscillateur double inverseur est un proche parent de l'oscillateur à simple paire croisée. Il est lui aussi un des oscillateurs les plus utilisés, (Tableau 1-1). La Figure 1-13 présente d'une part un schéma de principe de cet oscillateur et d'autres part deux vues plus détaillées (au niveau transistors).

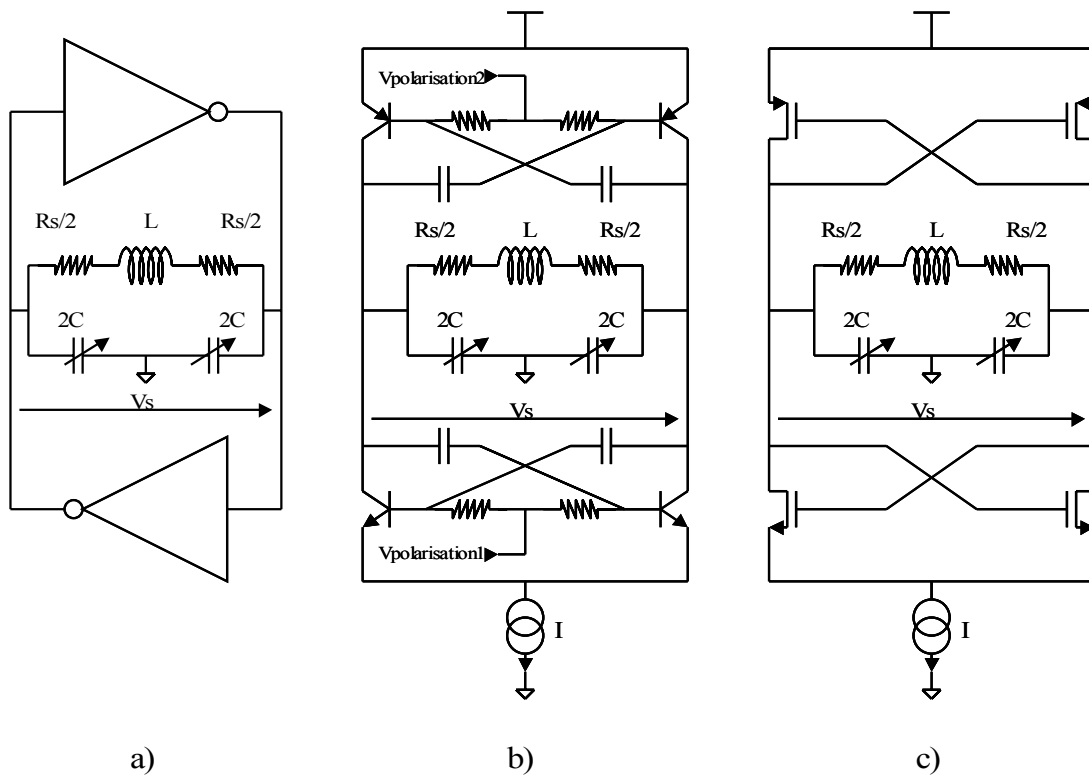


Figure 1-13 : (a) Schéma synoptique et structures d'oscillateur à double paire croisées (b) bipolaire et (c) MOS

Etant donné que le résonateur est commun aux deux circuits d'entretien, la fréquence de résonance de l'oscillateur à double paire croisée répond elle aussi à la formule définie par Eq. 1-10.

Il est préférable de privilégier le montage à base de transistors MOS car les grilles des transistors s'autopolarisent. Dans le montage à transistors Bipolaires, il est nécessaire de contrôler les bases de chaque étage (npn et pnp), ce qui est une difficulté supplémentaire importante. De même, l'utilisation de pnp en haute fréquence n'est pas envisageable de par leurs faibles performances dans des technologies standards. Les performances sont un peu supérieures à celle de la simple paire croisée pour un encombrement sensiblement identique car toujours lié aux composants passifs.

### 1.2.3. Etat de l'art des performances des oscillateurs de type LC simple et double paire croisée

Compte tenu des applications vers lesquelles se porte l'étude et des performances des différentes structures décrites précédemment, les oscillateurs servant de support à la recherche sur les mécanismes de conversion du bruit sont de deux types : les oscillateurs à simple et à double paire croisée.



Le Tableau 1-1 présente l'état de l'art de ces deux types d'oscillateurs, classés par type et fréquence de fonctionnement croissantes. Les caractéristiques données pour chaque oscillateur, sont :

- sa technologie (CMOS ou BiCMOS)
- sa tension d'alimentation positive (VDD)
- sa fréquence centrale d'oscillation ( $F_0$ )
- sa couverture de fréquence relative définie par le rapport  $\Delta F/F_0$  (ce point renseigne sur l'excursion en fréquence de l'oscillateur par rapport à la fréquence centrale)
- le rapport  $\Delta F/\Delta V_{\text{contrôle}}$  aussi appelé gain du VCO ( $K_{\text{VCO}}$ ) (cette donnée renseigne sur la sensibilité de l'oscillateur à faire varier sa fréquence en fonction de la tension de la commande)
- la stabilité de la fréquence vis à vis des perturbations sur la tension d'alimentation ( $K_{\text{VDD}}$ )
- la consommation du cœur de l'oscillateur
- le bruit de phase à 3 MHz d'offset de la porteuse
- le facteur de mérite (FOM)

Il existe plusieurs définitions du facteur de mérite (FOM, de l'anglais Figure Of Merit) d'un oscillateur en fonction des caractéristiques intégrées dans la fonction. Nous avons choisi celle tenant compte du bruit de phase à 3 MHz d'offset de la porteuse ; de la fréquence d'oscillation et ; de la puissance consommée par le cœur de l'oscillateur. Le bruit à 3 MHz est un point de comparaison intéressant d'un point de vue système puisqu'il apparaît dans les spécifications Bluetooth, GSM, DCS, etc. Il est important de noter que compte tenu du fait que le point de comparaison se situe dans la zone de décroissance du bruit de phase en -20 dB/dec, le FOM est indépendant de la fréquence d'offset.

$$FOM = 10 \cdot \log \left( L_{\phi}(\Delta\omega) \cdot \left( \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 \cdot P_c \right) \quad \text{en dBmc/Hz} \quad \text{Eq. 1-11}$$

avec :

$L_{\phi}(\Delta\omega)$  : le bruit de phase à  $\Delta\omega$  de la porteuse en dBc/Hz

$\omega_0$  : la pulsation d'oscillation en radian/sec

$P_c$  : la puissance consommée en mW

**Tableau 1-1 : Etat de l'art des performances des oscillateurs à simple et double paire croisée**

Technologie	VDD (en V)	Structure	F <sub>0</sub> (en GHz)	ΔF/F <sub>0</sub> (en %)	K <sub>VCO</sub> max K <sub>VCO</sub> moy (en MHz/V)	K <sub>VDD</sub> (en MHz/V)	I <sub>core</sub> (en mA)	Bruit de phase (en dBc/Hz @3MHz d'offset)	FOM (en dBmc/Hz)	Surface (en mm <sup>2</sup> )	Référence
0.25μm CMOS	1.8	simple P C	1.75	28	500 262	/	18	-142 @1.82GHz	-182.55	/	[MUE00]
0.65μm BiCMOS (seul CMOS)	1.8	simple P C	1.9	10	/ 300	/	19	-138 @2.0GHz	-179.13	0.95*0.65 (sans pad)	[MUE00_2]
BiCMOS	2.7	simple P C	1.96	7	55 55	/	12	-133 @1.96GHz	-174.19	0.6*0.6 (sans pad)	[ZAN98]
0.35μm CMOS	1.4	simple P C	2.18	17	/ /	/	9	-138 @2.0GHz	-183.47	1.1*0.85 (self ext.)	[AND01]
0.25μm CMOS	2.5	simple P C	9.5	30	2750 1400	/	20	-127 @10.4GHz	-180.8	1*1	[COC01]
0.35μm RF_BiCMOS	2.5	doube P C	2.34	26	666 430	/	19	-130 @2.6GHz	-171.99	/	[HAM00]
0.35μm CMOS	3.3	doube P C	2.5	16	240 120	/	10.6	-132 @2.7GHz	-175.64	0.7*0.55 (sans pad)	[BUN01]
0.18μm CMOS	1.3	doube P C	2.65	11	440 250	/	1.2	-127 @?	-183.99	0.15 (vco core)	[WEB]
0.25μm CMOS	2.5	doube P C	3.7	22	574 332	270 max	3	-127 @4GHz	-180.74	/	[MAG]
0.35μm CMOS	2.2	doube P C	9.6	3	150 135	/	5.2	-128 @9.98GHz	-187.85	0.45*0.32 (sans pad)	[WAN99]

Note : P C signifie paire croisée

Il n'est pas facile d'effectuer une comparaison entre ces différentes structures tant les paramètres varient de l'une à l'autre. Il ressort cependant que réaliser un VCO performant en terme de bruit de phase, implique de sacrifier d'autres points comme la consommation ou bien de privilégier la couverture de fréquence avec un bruit de phase moins bon. La sensibilité aux alimentations est un point très peu discuté dans les publications. Elle est pourtant pour les concepteurs un point crucial. Une mauvaise sensibilité aux alimentations rend impossible l'utilisation du circuit, sa fréquence peut être autant impactée par une variation de tension de contrôle que par une variation de la tension d'alimentation. Certaines publications mettent en avant un K<sub>vco</sub> très élevé : les performances en termes de couverture de fréquence sont certes meilleures, mais l'oscillateur devient très difficile à piloter par une PLL, et risque de créer une instabilité de la boucle.

De plus, certains circuits n'incluent pas le bloc assurant sa polarisation ou la régulation d'amplitude du signal ou bien incluent des composants externes aux qualités bien supérieures aux composants intégrés. Ces derniers points peuvent impacter de manière non négligeable les performances en consommation et en bruit des circuits.

Les très fortes ressemblances entre les architectures à simple et double paire croisée, ne permettent pas a priori pas de décider d'employer l'une plutôt que l'autre sans avoir préalablement mené une étude comparative entre elles.

## 2. LE BRUIT ET EN PARTICULIER LE BRUIT DE PHASE DANS LES OSCILLATEURS

Afin de mieux comprendre l'importance que peuvent avoir les performances en bruit d'un oscillateur, il est nécessaire de connaître quelques points sur les communications sans fil, domaine d'application de ces recherches. L'espace des bandes de fréquence est découpé et attribué à un ou plusieurs standards de communication (EGSM, PCS, etc.). La plupart des standards subdivisent leur propre espace en deux bandes : l'une pour l'émission (Tx), l'autre pour la réception (Rx). Chaque bande est subdivisée en canaux qui sont attribués à un ou plusieurs utilisateurs.

Exemple :

pour le standard EGSM : la bande Tx va de 880 MHz à 915 MHz, la bande Rx va de 925 MHz à 960 MHz et les canaux sont larges de 200 kHz, [GSM04].

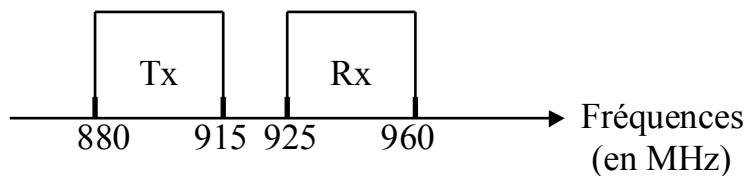


Figure 1-14 : Représentation symbolique des bandes Tx et Rx du GSM

Le niveau de bruit, et notamment de bruit de phase, des oscillateurs peut perturber les communications situées sur une bande adjacente s'il est trop important. En effet, si on reprend l'exemple de l'EGSM et en admettant que le signal soit émis dans le dernier canal de la bande d'émission (915 MHz), le bruit de phase à 11 MHz d'offset, de la porteuse va se retrouver dans la bande réception (915+11 = 926 MHz). Il va ainsi brouiller le signal réception s'y trouvant car le niveau de signal en réception provenant de la base est beaucoup plus faible que le niveau à l'émission depuis le téléphone.

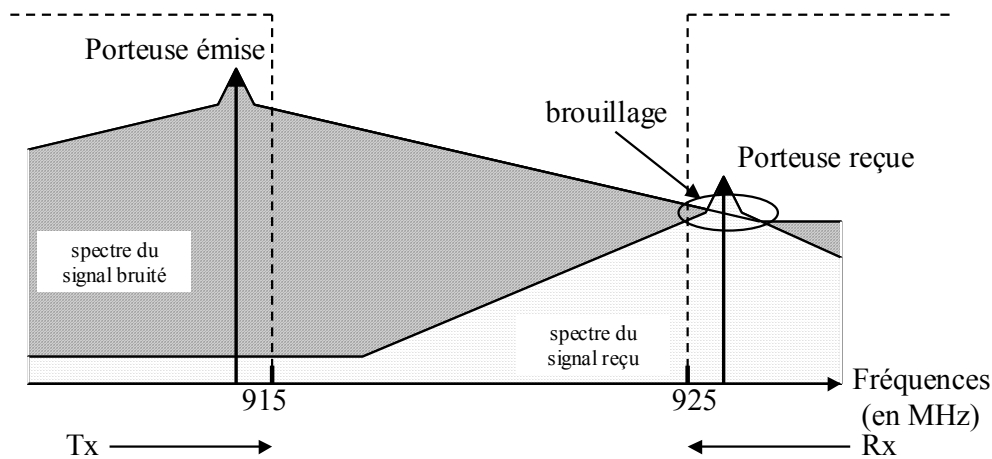


Figure 1-15 : Brouillage du signal par le bruit de phase

Une définition des bruits et de leurs effets sera faite ainsi qu'une présentation des différentes approches des mécanismes, du calcul et de la prédiction du bruit de phase.

## 2.1. Définitions

Le bruit des oscillateurs naît du bruit électronique des composants le constituant. Un rappel de la définition de la densité spectrale de puissance de bruit sera suivi de l'explication des bruits à l'origine du bruit de l'oscillateur et de la présentation de leurs répercussions sur le comportement de l'oscillateur.

### 2.1.1. Densité spectrale de puissance

Le bruit électronique des composants est lié au mouvement des électrons dans le réseau cristallin. Ce mouvement est non-déterministe et une caractérisation temporelle n'est pas suffisante pour connaître ses propriétés. Il faut effectuer une analyse fréquentielle afin d'étudier son spectre. Etant donné que le signal est aléatoire, il est impossible de le décrire avec les fonctions usuelles (cosinus, exponentielle, etc.), et donc impossible de lui appliquer la transformée de Fourier. Il devient alors nécessaire d'avoir de nouveaux outils mathématiques comme les fonctions d'autocorrélation et la densité spectrale de puissance (DSP).

La fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$  permet de vérifier que les valeurs d'un signal aléatoire à différents temps  $t_1+\Delta t$ ,  $t_2+\Delta t$ , etc. sont bien indépendantes les unes des autres, et

qu'il n'y a pas de périodicité cachée du signal. La définition de la fonction d'autocorrélation d'un signal  $x(t)$  est ([COU], [POU]) :

$$C_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t-\tau) dt \quad \text{Eq. 1-12}$$

Dans le cas des bruits électroniques, qui sont des signaux à valeur moyenne nulle, la fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$  est nulle pour toutes les valeurs de  $\tau$ , sauf en  $\tau=0$ , si le processus  $x(t)$  est aléatoire. Il est clair que pour  $\tau=0$ , la fonction d'autocorrélation est différente de zéro puisque l'on a :

$$C_x(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad \text{Eq. 1-13}$$

Il s'agit de la valeur quadratique moyenne du signal que l'on peut noter :  $\overline{x^2(t)}$ .

La fonction  $C_x(\tau)$  n'explique pas directement la manière dont est répartie l'énergie dans le domaine fréquentiel. Il faut introduire la densité spectrale de puissance. La densité spectrale est la valeur quadratique moyenne du signal par unité de fréquence. Il est possible, pour effectuer le calcul, d'imaginer que le signal aléatoire de bruit est passé au travers d'un filtre de largeur de bande  $B$ , centré sur la fréquence  $f$ . La largeur de bande est généralement prise égale à l'unité. Le signal filtré ( $y(t)$ ) est toujours aléatoire et il suffit de calculer sa valeur quadratique moyenne :  $\overline{y^2(t)}$ .

On peut donc introduire :  $S_x(f)$  la densité spectrale, définie de manière directe par :

$$S_x(f) = \frac{\overline{x^2(t)}}{B} \quad \text{Eq. 1-14}$$

Le théorème de Wiener-Kintchine [POU] nous donne que la densité spectrale est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation  $C_x(\tau)$  :

$$S_x(f) = TF\{C_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} C_x(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad \text{Eq. 1-15}$$

La modélisation du bruit dans les composants est effectuée grâce à des sources de tension  $v(t)$  ou de courant  $i(t)$ . On peut donc définir les densités spectrales suivantes respectivement pour la tension et le courant :

$$S_v(f) = \frac{\overline{v^2(t)}}{B} \quad \text{en V}^2/\text{Hz}$$

et

$$S_i(f) = \frac{\overline{i^2(t)}}{B} \quad \text{en A}^2/\text{Hz}$$

### 2.1.2. Les sources de bruit

Il existe de multiples types de bruits, [HOO94], [PLA93] dans les composants utilisés en microélectronique. Ces bruits sont issus du mouvement aléatoire des charges. Ils génèrent des courants et des tensions parasites au signal « utile ». Ils ont leurs caractéristiques propres tant du point de vue de leur génération que de leur comportement notamment en fonction de la fréquence.

#### • Bruit de diffusion

Ce bruit est lié au mouvement des électrons (trous) dans le réseau cristallin et notamment les collisions entre ces électrons et les particules du réseau. On peut subdiviser ce type de bruit en trois catégories : le bruit thermique, le bruit quantique et le bruit des électrons chauds.

Le bruit thermique est dû à l'agitation des électrons (trous), [POU\_2], causée par les vibrations thermiques du réseau cristallin. Il faudrait pour l'annuler travailler à la température du zéro absolu. La densité spectrale de courant du bruit thermique d'un cristal est donnée par :

$$S_i(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot G \cdot \frac{\frac{h \cdot f}{k \cdot T}}{e^{\frac{h \cdot f}{k \cdot T}} - 1} \quad \text{Eq. 1-16}$$

avec :

k : la constante de Boltzmann en J/K ( $h=1.381 \cdot 10^{-23}$  J/K)

T : la température absolue en K

G : la partie réelle de l'admittance du composant en A/V

h : la constante de Planck en J·s ( $h=6.626 \cdot 10^{-34}$  J·s)

La densité spectrale de bruit thermique ne dépend de la fréquence de manière significative que pour des fréquences élevées. Le calcul du facteur correctif pour une fréquence de 10 GHz et une température de 300 K donne :  $(h \cdot f / k \cdot T) \cdot (e^{h \cdot f / k \cdot T} - 1) = 0.99920$ , ce qui est négligeable.

Pour l'étude, on considérera le bruit thermique comme étant un bruit blanc et on utilisera la formule suivante pour le calculer :

$$S_i(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot G \quad \text{Eq. 1-17}$$

Le bruit quantique doit être pris en compte lorsque l'énergie quantique ( $h \cdot \nu$ ) est supérieure à l'énergie thermique ( $k \cdot T$ ). A température ambiante, la fréquence correspondant à l'équilibre entre le bruit thermique et le bruit quantique est définie par :

$$F_{eq} = \frac{k \cdot T}{h} \quad \text{Eq. 1-18}$$

On a donc :

$$F_{eq} = 6252 \text{ GHz} \quad \text{Eq. 1-19}$$

Dans le domaine de fréquence et de température de l'étude (quelques giga hertz), seul le bruit thermique est significatif.

Le bruit d'électrons chauds est dû, lorsque le matériau est soumis à un champ électrique en dehors de son équilibre thermodynamique, à la génération de porteur par le phénomène d'ionisation par impact des porteurs sur le réseau cristallin.

#### • Bruit de grenaille

Le bruit de grenaille ou bruit Schottky est caractérisé par la loi statistique de franchissement d'une barrière de potentiel, telle qu'une jonction, par des porteurs, [FOU00], [HOO94]. La densité spectrale du bruit de grenaille est définie par :

$$S_i(f) = 2 \cdot q \cdot I \quad \text{Eq. 1-20}$$

avec :

q : la charge élémentaire ( $q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ )

I : le courant moyen circulant à travers la jonction en A

#### • Bruit en excès

Les bruits en excès ont une densité spectrale décroissante avec la fréquence, [HOO94]. On peut distinguer deux types de bruits en excès : le bruit de génération-recombinaison et le bruit de scintillation.

Le bruit de génération-recombinaison est un effet dû aux variations du nombre de porteurs dans le cristal. Cette variation du nombre de porteurs est liée à deux phénomènes. Premièrement, les porteurs sont piégés et émis de manière aléatoire modifiant de ce fait la conduction à l'intérieur du matériau. Le phénomène est d'autant plus important que le cristal est imparfait, les pièges y étant plus nombreux à l'intérieur de la bande interdite du matériau.

Deuxièmement, il y a absorption ou émission d'énergie (photons, phonons) ou bien transfert de quantité de mouvement lors du passage des porteurs d'une bande à l'autre.

La densité spectrale de ce bruit s'écrit :

$$S_i(f) = \frac{\tau \cdot 4 \cdot \overline{\Delta N^2}}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \quad \text{Eq. 1-21}$$

avec :

$\overline{\Delta N^2}$  : la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs

$\tau$  : la constante de temps de relaxation (temps nécessaire au retour à l'équilibre) en s

Le bruit de scintillation a une densité de puissance inversement proportionnelle à la fréquence, on l'appelle donc aussi : bruit 1/f. L'origine de ce bruit est encore sujette à discussion. Deux théories s'affrontent, l'une expliquant que ce bruit est lié à des variations de la mobilité des porteurs participant à la conduction, l'autre s'appuyant sur des variations du nombre de ces porteurs. La densité spectrale du bruit 1/f est :

$$S_i(f) = \frac{A_f}{f^n} \quad \text{Eq. 1-22}$$

### • Bruit télégraphique

Le bruit télégraphique ou bruit RTS (Random Telegraph Signal) est comparable au bruit de génération-recombinaison puisqu'il s'agit du piégeage/dépiégeage de porteurs conduisant à une modification aléatoire de la conductance, [HOO94], [MAZ]. Sa forme est comme son nom l'indique un train d'impulsions de courant de durée aléatoirement variable.

Sa densité spectrale est définie par :

$$S_i(f) = 4 \cdot \frac{\overline{\Delta N^2}}{N} \cdot \frac{\tau}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \quad \text{Eq. 1-23}$$

avec :

N : le nombre de porteurs

$\overline{\Delta N^2}$  : la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs

$\tau$  : la constante de temps de relaxation (temps nécessaire au retour à l'équilibre) en s

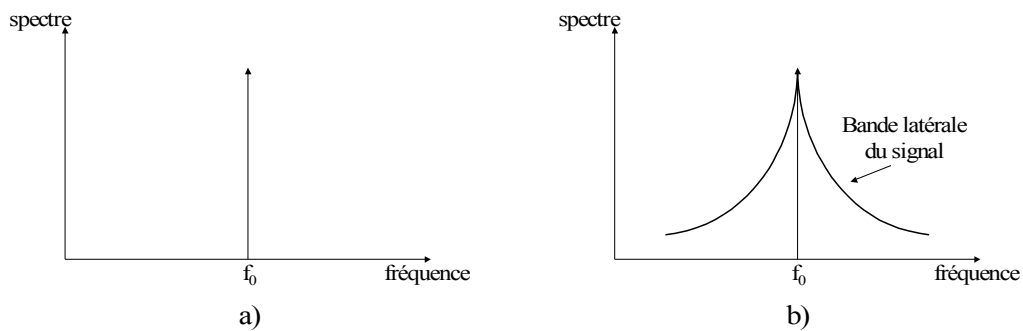
## 2.2. Notions de bruit d'amplitude et de bruit de phase



Le spectre idéal d'un oscillateur serait une raie unique à la fréquence d'oscillation du circuit. Mais les bruits intrinsèques des composants décrits précédemment modifient et altèrent le signal principal de l'oscillateur. Ces bruits sont amplifiés au même titre que le signal utile et influent sur toutes les composantes caractéristiques du signal, c'est à dire :

- l'amplitude
- la fréquence
- la phase

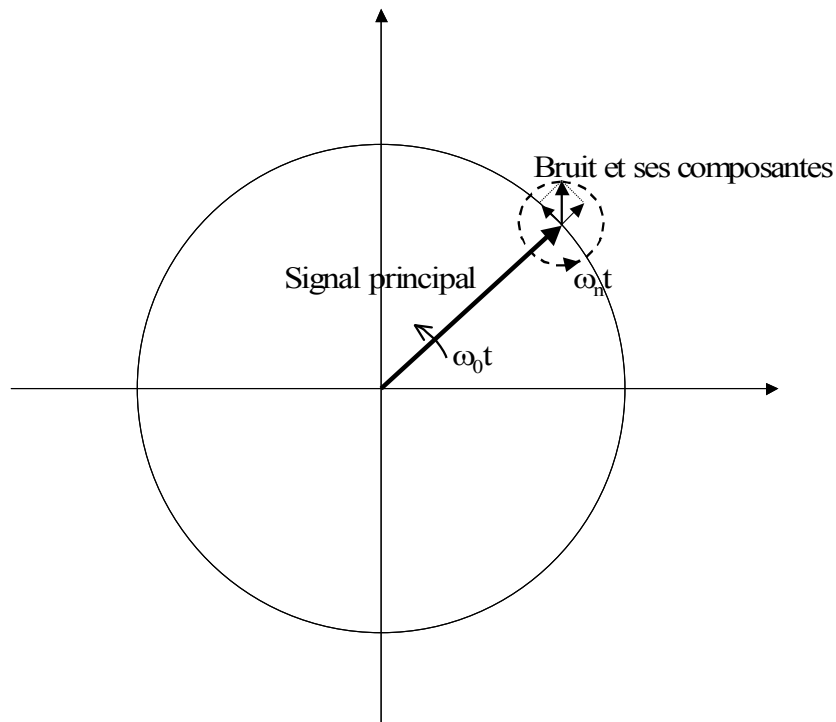
Les fluctuations sur ces paramètres vont générer ce que l'on appelle le bruit d'amplitude et le bruit de phase. On ne parle pas de bruit de fréquence car il est possible de relier la fréquence et la phase à l'aide de fonctions dérivées ou primitives. Le spectre du signal non bruité et bruité est illustré Figure 1-16 :



**Figure 1-16 : Spectre d'un signal (a) non bruité et (b) bruité**

Le spectre d'un VCO est symétrique lorsqu'on le regarde dans un domaine proche, c'est à dire inférieur à 1 MHz.

Le bruit a une amplitude et une phase (fréquence) propre qui sont aléatoires. On peut représenter le bruit par des vecteurs qui sont ses deux composantes. Une des composantes du vecteur bruit est en phase avec le signal et ne génère qu'une modulation d'amplitude du signal utile. Cette modulation crée le bruit d'amplitude. La seconde composante est en quadrature avec le signal et module la phase ce dernier en créant le bruit de phase (Figure 1-17).



**Figure 1-17 : Représentation symbolique de la décomposition du bruit**

On va considérer séparément les deux composantes du bruit afin de calculer le bruit généré par chacune d'elles. Pour effectuer le calcul, on va considérer que le signal issu d'un oscillateur réel est de la forme :

$$V_{osc}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_N(t)) \quad \text{Eq. 1-24}$$

avec :

$A(t)$  : l'amplitude du signal, est une fonction temporelle qui contient le bruit de modulation d'amplitude ( $\alpha_N(t)$ ) tel que :  $A(t) = A + \alpha_N(t)$

$\omega_0$  : la pulsation d'oscillation

$\varphi_N(t)$  : la fonction temporelle représentant le bruit de phase

Dans le domaine des oscillateurs, on exprime le plus souvent la puissance de bruit en dBc/Hz. C'est à dire que l'on compare la puissance du bruit à la puissance de la porteuse (en anglais : carrier).

### 2.2.1. Bruit d'amplitude

Considérons un bruit qui n'aurait qu'une composante en phase avec le signal, [KOD92] ; c'est à dire un bruit qui ne générerait que du bruit d'amplitude avec le signal utile. L'expression du signal modulé est :

$$V_{osc}(t) = [A + A_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)] \cos(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 1-25}$$

avec :

$A_N$  : l'amplitude du signal modulant

$\omega_N$  : la pulsation du signal modulant

$A$  : l'amplitude du signal non modulé

$\omega_0$  : la pulsation du signal non modulé

Cette expression peut également s'écrire :

$$V_{osc}(t) = A [1 + m \cdot \sin(\omega_N \cdot t)] \cos(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 1-26}$$

avec :

$m$  : l'indice de modulation

En développant, on obtient finalement :

$$V_{osc}(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t) + A \cdot \frac{m}{2} \cdot \sin((\omega + \omega_N) \cdot t) + A \cdot \frac{m}{2} \cdot \sin((\omega - \omega_N) \cdot t) \quad \text{Eq. 1-27}$$

La Figure 1-18 représente le spectre du signal modulé.

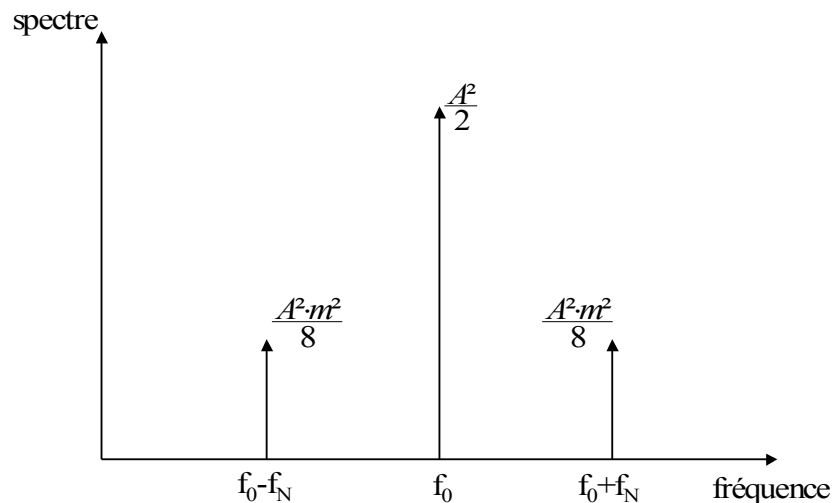


Figure 1-18 : Spectre d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude

Donc la puissance sur une bande latérale est :

$$P = \frac{A^2 \cdot m^2}{8} \quad \text{Eq. 1-28}$$

Le bruit d'amplitude, qui s'exprime comme le rapport de la puissance de bruit sur la puissance de la porteuse, peut s'écrire :

$$Bruit_{amplitude} = 10 \cdot \log \left( \frac{P}{A^2/2} \right) = 10 \cdot \log \left( \frac{m^2}{4} \right) \quad \text{Eq. 1-29}$$

Le bruit d'amplitude est en phase avec le signal, donc son amplitude vient s'ajouter à celle du signal utile. Mais l'effet de limitation de l'amplitude décrit au paragraphe §1.1.3 écrête le signal donc l'effet du bruit d'amplitude est éliminé en très grande partie. Il n'apparaît, en général, que pour des fréquences d'offset supérieures à quelques dizaines de méga hertz.

On peut généraliser cette approche à une modulation à spectre continu. On peut ainsi noter la densité spectrale de bruit d'amplitude :  $S_A(f)$ . La puissance du signal modulé dans une bande de largeur  $B$  et centré à une fréquence  $f_m$  de la porteuse  $f_0$  est définie par :

$$P = S_A(f) \cdot B \quad \text{Eq. 1-30}$$

On obtient alors, avec les équations Eq. 1-29 et Eq. 1-30 :

$$S_A(f) = \frac{A^2 \cdot m^2}{8} \cdot \frac{1}{B} \quad \text{Eq. 1-31}$$

### 2.2.2. Bruit de phase

Il est possible d'utiliser la même méthodologie que celle employée pour calculer le bruit d'amplitude afin d'obtenir le bruit de phase.

Le signal, modulé par un bruit qui ne générerait que du bruit de phase, peut s'écrire :

$$V_{osc}(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) \quad \text{Eq. 1-32}$$

avec :

$\phi_N$  : l'excursion de la phase liée à la modulation

$\omega_N$  : la pulsation de modulation

On obtient en développant l'équation Eq. 1-32 :

$$V_{osc}(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) - A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) \quad \text{Eq. 1-33}$$

On peut développer cette expression grâce aux fonctions de Bessel. On a :

$$\cos(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) = J_0(\phi_N) + 2 \cdot [J_0(\phi_N) \cdot \cos(2 \cdot \omega_N \cdot t) + J_4(\phi_N) \cdot \cos(4 \cdot \omega_N \cdot t) + \dots]$$

et

$$\sin(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) = 2 \cdot [J_1(\phi_N) \cdot \cos(\omega_N \cdot t) + J_3(\phi_N) \cdot \cos(3 \cdot \omega_N \cdot t) + \dots]$$

Les  $J_i(\phi_N)$  sont les fonctions de Bessel du premier type de variable  $\phi_N$  et d'ordre  $i$ .

Pour un bruit de faible amplitude,  $\phi_N \ll 2\pi$ , on peut faire les approximations suivantes :

$$\cos(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) \approx 1$$

et

$$\sin(\phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)) = \phi_N \cdot \sin(\omega_N \cdot t)$$

Le signal modulé peut alors s'écrire :

$$V_{osc}(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t) + \frac{A \cdot \phi_N}{2} \cos((\omega + \omega_N) \cdot t) - \frac{A \cdot \phi_N}{2} \cos((\omega - \omega_N) \cdot t) \quad \text{Eq. 1-34}$$

Du point de vue spectral, le signal modulé peut être représenté par (Figure 1-19) :

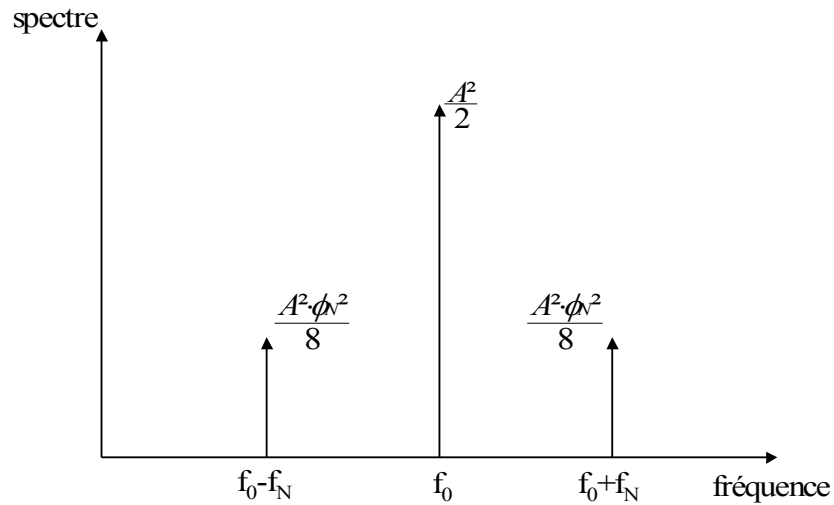


Figure 1-19 : Spectre d'un signal sinusoïdal modulé en phase

On ne peut pas au premier abord différencier les spectres des deux modulations (amplitude et phase) en regardant leurs modules car ces spectres sont absolument identiques. C'est pour cette raison que, lors des calculs de bruit, on applique un facteur 1/2 sur la puissance du bruit. Cela permet de ne tenir compte que de la partie de la puissance qui engendre le bruit de phase puisque le bruit d'amplitude est éliminé.

La puissance du signal modulé dans une bande latérale est donc :

$$P = \frac{A^2 \cdot \phi_N^2}{8} \quad \text{Eq. 1-35}$$

Comme précédemment pour le bruit d'amplitude, on peut généraliser le calcul à une modulation à spectre continu et définir la puissance du signal modulé à partir de la densité spectrale de bruit de phase ( $S_\phi(f)$ ) dans une bande de largeur  $B$  centrée autour de  $f_N$ . On peut écrire :

$$P = S_\phi(f) \cdot B \quad \text{Eq. 1-36}$$

Il s'ensuit pour le bruit d'amplitude en dBc/Hz :

$$Bruit_{phase} = 10 \cdot \log\left(\frac{\phi_N^2}{4}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{S_{\phi}(f) \cdot B}{A^2/2}\right) \quad \text{Eq. 1-37}$$

Pour plus d'homogénéité avec la littérature, le bruit de phase sera noté :  $L(f_m)$  ou  $L(d\omega)$ .

### 2.3. Différentes approches du calcul du bruit de phase dans les oscillateurs

Les calculs de bruit au sein d'un oscillateur sont malheureusement plus compliqués que ceux présentés précédemment. Il existe de trop nombreuses sources de bruit et les conversions de ces bruits en bruit de phase ne suivent pas toujours des procédés linéaires. Il existe plusieurs méthodes de calcul de prédiction du bruit de phase.

#### 2.3.1. Théorie de Leeson

Le modèle de Leeson (du nom de son inventeur D. B. Leeson) est un modèle linéaire de prédiction du bruit de phase, [LEE66]. Le calcul est fait en prenant un modèle d'oscillateur semblable à celui de la Figure 1-1.

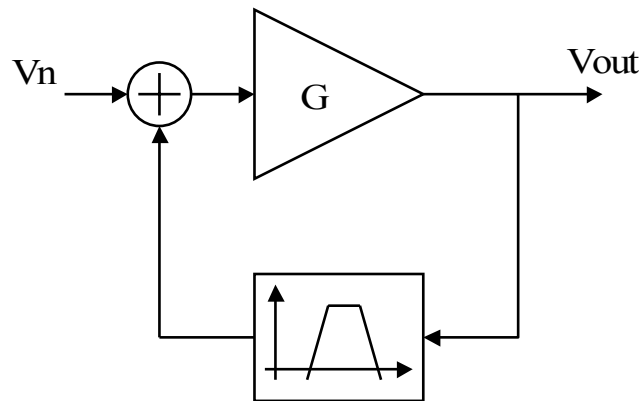


Figure 1-20 : Schéma boucle fermée de l'oscillateur bruité

Le bruit  $V_n$  est un bruit stationnaire à valeur moyenne nulle. Sa densité spectrale de bruit est composée d'une partie basse fréquence en  $1/f$  et, pour les fréquences élevées, d'un bruit blanc. La densité spectrale est illustrée en Figure 1-21.

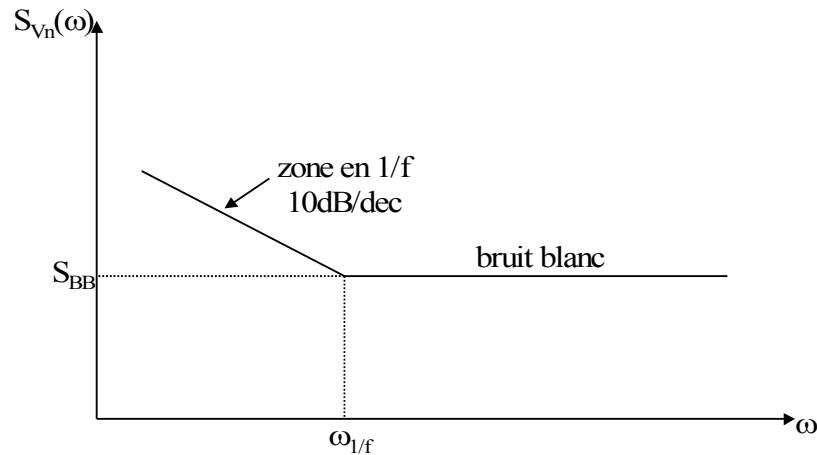


Figure 1-21 : Spectre du bruit en entrée de l'oscillateur

L'idée générale de la théorie de Leeson est que le bruit va moduler la phase uniquement dans la bande passante du filtre que représente le résonateur LC. La bande passante est considérée comme allant de la fréquence de résonance au point  $-3$  dB. En ne considérant que le calcul dans une seule bande latérale, cette largeur est égale à :

$$B_{LC} = \frac{\omega_0}{2Q} \quad \text{Eq. 1-38}$$

avec :

$\omega_0$  : la pulsation de résonance

$Q_L$  : le coefficient de qualité du résonateur chargé par le circuit d'entretien

Le calcul du bruit de phase est donnée par la formule :

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{2 \cdot F \cdot k \cdot T}{P_s} \cdot \left( 1 + \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q_L \cdot \Delta\omega} \right)^2 \right) \cdot \left( 1 + \frac{\Delta\omega/f}{\Delta\omega} \right) \right\} \quad \text{Eq. 1-39}$$

avec :

F : le facteur de bruit

k : la constante de Boltzmann

T : la température absolue

$P_s$  : la puissance consommée par l'oscillateur

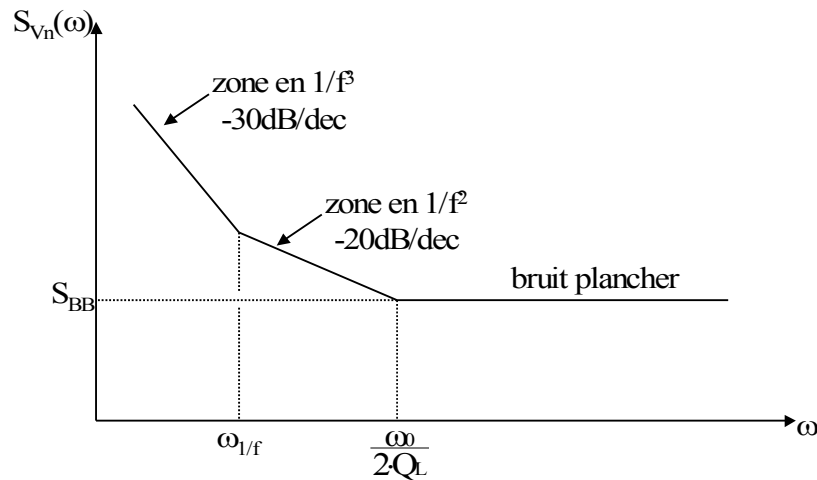
$\omega_0$  : la pulsation d'oscillation

$Q_L$  : le coefficient de qualité du résonateur chargé

$\Delta\omega$  : l'offset de fréquence par rapport à la porteuse

$\Delta\omega_{1/f}$  : le point de pulsation séparant les zones 1/f et bruit blanc

Le spectre du signal déduit de cette équation est (Figure 1-22) :



**Figure 1-22 : Spectre du bruit en sortie d'oscillateur**

Dans la zone  $1/f^3$ , on observe la conversion du bruit  $1/f$ . Dans la zone en  $1/f^2$ , il y a conversion du bruit blanc par l'oscillateur. Dans la zone de bruit plancher (ou bruit thermique), on considère que les effets de conversion n'interviennent plus.

Le modèle de Leeson ne tient absolument pas compte des comportements non-linéaires des composants. On peut, en utilisant un modèle non-linéaire d'oscillateur, faire apparaître des mélanges de fréquences et de bruits. C'est à dire qu'un bruit va moduler le signal ainsi que ses harmoniques puis par mélange entre les différentes fréquences, être ramené autour de la porteuse. Ceci a comme conséquence une augmentation du bruit de phase. Ce phénomène peut être représenté par la Figure 1-23.



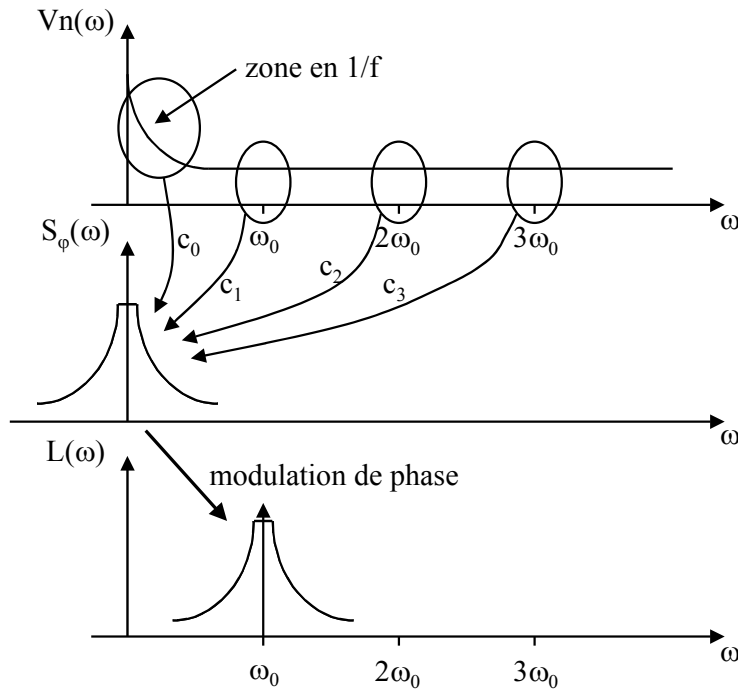


Figure 1-23 : Conversion du bruit autour des harmoniques du signal en bruit de phase

avec :

$c_i$  : les coefficients de mélange

$S_\varphi(\omega)$  : la densité de bruit totale (mélanges compris)

$L(\omega)$  : le bruit de phase bilatéral

Ce modèle simple mais non-linéaire d'un oscillateur met bien en évidence les limites de la méthode de Leeson. La formule de calcul de bruit nécessite donc d'être complexifiée car les facteurs  $F$  et  $\omega_{1/f}$  ne sont plus valables. En effet avec la présence de non-linéarités, la pulsation de transition entre la zone  $1/f^3$  et  $1/f^2$  du bruit de phase ne correspond plus à la pulsation  $\omega_{1/f}$  du bruit injecté.

### 2.3.2. Théorie de Lee-Hajimiri

La méthode de calcul de Lee-Hajimiri repose sur un modèle linéaire d'un oscillateur variant dans le temps, [LEE00], [HAJ98], [HAJ99].

Le calcul du bruit de phase passe par le calcul de la fonction de transfert temporelle de la réponse en phase à une perturbation.

L'oscillateur est modélisé comme un système à entrées multiples et à sortie double. Les entrées correspondent aux nœuds du circuit. A chaque entrée (nœud), on peut associer

une source de courant ou de tension de bruit. Les sorties sont la phase et l'amplitude instantanées. Nous ne nous intéresserons qu'au calcul de phase.

Une impulsion de courant (tension) de bruit va générer une variation de tension au sein du circuit qui va se transformer en déviation de la phase. Cette idée peut être aisément comprise à l'aide du schéma de la Figure 1-24.

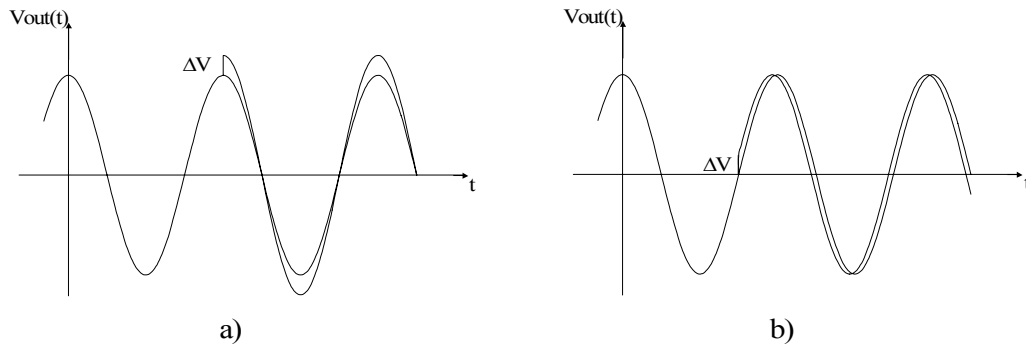


Figure 1-24 : Conséquence de l'injection d'un bruit au maximum d'amplitude (a) et au passage à zéro (b)

Il est facile de comprendre que la déviation de phase va dépendre de l'instant où le bruit va être injecté. Plus l'injection sera proche de l'instant du passage à zéro, plus l'impact sur la phase sera important (Figure 1-24-b). Inversement, si l'injection se produit à l'instant où l'onde est maximale (ou minimale c'est à dire  $-V_{max}$ ) (Figure 1-24-a), la phase ne varie pas et du bruit d'amplitude apparaît. Il sera ensuite très fortement réduit par l'effet d'écrêtage.

Pour connaître le bruit de phase, il faut donc calculer la réponse impulsionnelle du circuit, soit connaître la fonction de transfert,  $h_{\phi}(t, \tau)$  entre chaque point d'entrée et la sortie.

La Figure 1-25 représente cette méthodologie :

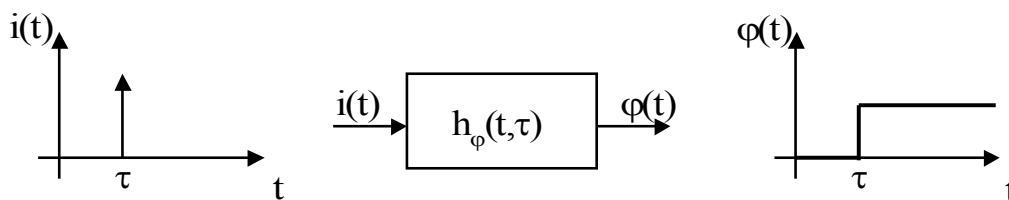


Figure 1-25 : Modèle de la réponse impulsionnelle de phase

Cette modélisation de la déviation de la phase est linéaire pour des faibles impulsions de bruit (par rapport au signal principal). Cependant, la fonction  $h_{\phi}(t, \tau)$  tient compte du comportement non-linéaire du circuit et en particulier des mélanges de fréquences (contrairement au modèle de Leeson).

On peut définir la réponse impulsionnelle comme fonction du courant (c'est à dire du nombre de charges injectées) et de l'instant d'injection.

$$h_{\varphi}(t,\tau)=\frac{\Gamma(\omega_0\cdot\tau)}{q_{\max}}\cdot u(t-\tau) \quad \text{Eq. 1-40}$$

avec :

$q_{\max}$  : la charge « déplacée » par l'impulsion

$u(t)$  : la fonction impulsion unité

$\Gamma(\omega_0 t)$  : la fonction impulsionnelle de sensibilité ; dans la littérature : Impulse Sensitivity Function (ISF).

La fonction ISF étant périodique, il est possible de la décomposer en une série de Fourier.

Le bruit de phase dans une bande latérale unique est alors donné par deux relations :

$$L\{\Delta\omega\}=10\cdot\log\left(\frac{\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}\cdot c_0^2}{8\cdot q_{\max}^2\cdot\Delta\omega^2}\cdot\frac{\omega_{1/f}}{\Delta\omega}\right) \quad \text{Eq. 1-41}$$

et

$$L\{\Delta\omega\}=10\cdot\log\left(\frac{\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}\cdot\sum_{n=0}^{\infty}c_n^2}{8\cdot q_{\max}^2\cdot\Delta\omega^2}\right) \quad \text{Eq. 1-42}$$

Eq. 1-41 permet le calcul du bruit de phase dans la région 1/f<sup>3</sup> tandis que Eq. 1-42 permet le calcul du bruit de phase dans la région 1/f<sup>2</sup>. Le changement de zone s'effectuant à la pulsation est définie par :

$$\omega_{1/f^3}=\omega_{1/f}\cdot\left(\frac{c_0}{c_1}\right)^2 \quad \text{Eq. 1-43}$$

avec (pour Eq. 1-41, Eq. 1-42, Eq. 1-43) :

$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}$  : la densité spectrale de bruit

$c_0, c_1$  et  $c_n$  : les coefficients de la décomposition en série de Fourier de la fonction ISF

$q_{\max}$  : la charge « déplacée » par l'impulsion

$\Delta\omega$  : l'offset de fréquence par rapport à la porteuse

$\omega_{1/f^3}$  : le point de pulsation séparant les zones 1/f<sup>3</sup> et 1/f<sup>2</sup> du bruit de phase

$\omega_{1/f}$  : le point de pulsation séparant les zones 1/f et bruit constant du bruit

Ce modèle est certes plus précis que le modèle de Leeson, cependant sa mise en œuvre est assez difficile. Ni la fonction ISF ni les différentes sources de bruit ne sont faciles à déterminer. La fonction ISF peut être déterminée par simulations temporelles. Il faut simuler l'impact d'une impulsion de courant sur le signal et ce en tous nœuds du circuit. Pour des oscillateurs comprenant des résonateurs complexes, comme les résonateurs à système de calibration, cette méthodologie est très longue à mettre en place. Les bruits quant à eux sont très nombreux et les systèmes entourant l'oscillateur génèrent également du bruit et augmentent les mélanges entre les bruits. Ces systèmes peuvent être : une PLL, une boucle de contrôle d'amplitude, le système de polarisation, etc.

### 2.3.3. Conclusion

Ces deux théories sont à l'heure actuelle les plus reconnues, la première étant cependant trop simple et la seconde trop difficile à mettre en œuvre. Cependant en examinant les différentes équations des deux méthodes, les contributions majeures au bruit de phase peuvent être identifiées. Les solutions apportées sur certains points et qui permettent de réduire le bruit sont très souvent antagonistes d'autres solutions agissant sur d'autres points. Il faut donc dans la majorité des cas faire des compromis afin d'obtenir le meilleur bruit de phase.

L' Eq. 1-39, définie par la théorie de Leeson, donne trois axes principaux afin d'améliorer les performances en bruit. Il faut :

- augmenter la puissance du signal ( $P_s$ ). Ceci revient à augmenter le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio, SNR) du circuit. Cela va entraîner un accroissement de la consommation, donc un accroissement de la taille des transistors du circuit d'entretien. Cet accroissement tend à faire ralentir ces transistors (augmentation des capacités parasites) et qui augmente le bruit
- augmenter le facteur de qualité en charge du circuit ( $Q_L$ ), c'est à dire réduire les pertes résistives dans le résonateur en améliorant la qualité des composants passifs (en particulier l'inductance) et en soignant le plus possible le layout. La conséquence directe est la diminution de la largeur du filtre du résonateur.
- diminuer le bruit présent dans le circuit notamment le bruit  $1/f$ . Il est très difficile d'agir sur ce point car le bruit  $1/f$  est principalement présent dans les éléments actifs et ce bruit est intrinsèque.

L'étude menée par Lee-Hajimiri est d'une approche très différente de celle de Leeson. Deux grandes idées se dégagent de cette méthode. La première est la notion de mélange du bruit autour des différentes harmoniques du signal qui le ramène autour de la porteuse. La seconde est basée sur l'instant d'injection du bruit.

- les équations Eq. 1-41 à Eq. 1-43 mettent en avant les coefficients  $c_i$ . Ils modélisent les conversions de bruit survenant dans le circuit. On peut réduire leurs valeurs et donc leur effet en linéarisant le circuit. Les non-linéarités apparaissent du fait de la présence de composants actifs (§1.1.3) et de leurs composants parasites mais aussi à cause de la présence de certains composants tels que les varactors, voir Chapitre 3 paragraphe §3.2. La linéarisation du circuit peut passer par une minimisation du gain de l'étage d'entretien, tout en garantissant le démarrage des oscillations. Dans ce cas, les non-linéarités ne seraient par exemple pas supérieures au 5<sup>ème</sup> ordre, réduisant les  $c_{i>5}$  et donc les multiplications de fréquences. L'inconvénient de cette méthode est que l'on a tendance à réduire les amplitudes d'oscillation et donc augmenter le SNR. Il faut donc là aussi faire un compromis entre niveau de signal et niveau de bruit.
- l'instant d'injection du bruit est un autre point permettant l'amélioration des performances. Comme il a été démontré, l'injection doit se produire au moment où l'amplitude est maximale. Comme cela est impossible, on minimise l'injection du bruit pendant les passages par zéro. Cela peut être obtenu en choisissant des tailles de transistors qui ne pénalisent pas la vitesse de ce dernier. En effet, plus le transistor est rapide, plus son temps d'ouverture est court et donc plus l'injection de bruit est faible.

### 3. CONCLUSION

Les principales notions liées au fonctionnement des oscillateurs ont été présentées ainsi que les principales structures des différents oscillateurs présents en microélectronique. Les performances que l'on peut attendre d'oscillateurs destinés à des applications de télécommunication sans fil, sont nombreuses et difficiles à obtenir avec un même circuit. Il doit consommer très peu de courant tout en ayant un bruit de phase répondant aux exigences

des standards visés et une excursion en fréquence suffisante pour couvrir toute la bande choisie. Les compromis liés à ces objectifs ne semblent aujourd'hui accessibles qu'à deux structures d'oscillateurs. Ce sont des oscillateurs à résonateur de type LC à simple et double paire croisée.

Les deux théories sur l'étude de la conversion du bruit en bruit de phase les plus répandues dans la communauté scientifique, à savoir les théories de Leeson et Lee-Hajimiri, ont été présentées. Ces études permettent de donner des axes de recherches précieux aux concepteurs pour améliorer les performances des circuits. Les principaux axes sont l'augmentation du niveau du signal, l'amélioration du facteur de qualité du résonateur et la réduction de l'injection du bruit replié par les harmoniques.

**BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1**

- AND01 Pietro Andreani and Henrik Sjöland, "*A 2.2GHz CMOS VCO with Inductive Degeneration Noise Suppression*", IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 197-200, 2001.
- APA02 Roberto Aparicio, Ali Hajimiri, "*A CMOS Differential Noise-Shifting Colpitts VCO*", IEEE International Solid-State Circuits Conference, session 17.2, 2002.
- BUN01 Ryan Bunch and Sanjay Raman, "*A 0.35 $\mu$ m CMOS 2.5 GHz Complementary  $-G_M$  VCO Using PMOS In version Mode Varactors*", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 49-52, 2001.
- COC01 Wouter De Cock and Michiel Stayaert, "*A CMOS 10 GHZ Voltage Controlled LC-Oscillator with integrated high-Q inductor*", internet: [www.imec.be/esscirc/esscirc2001/Proceedings/data/169.pdf](http://www.imec.be/esscirc/esscirc2001/Proceedings/data/169.pdf).
- COU G. Couturier, "*Bruit en électronique et Détection Synchrone-(Vol 7)*", Cours Département GEII IUT de l'Université Bordeaux I.
- FOU00 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° d'ordre : 2-2000.
- GSM04 GSM, DCS, PCS spécifications, "*3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network ; Radio transmission and reception (Release 6)*", 3GPP TS 45.005 v6.6.0, Juillet 2004.
- HAI98 Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "*A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, No. 2, pp. 179-194, February 1998.
- HAI99 Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "*The Design of Low Noise Oscillators*", Kluwer Academic Publishers, ISBN:0-7923-8455-5, 1999.
- HAM00 Donhee Ham and Ali Hajimiri, "*Design and Optimisation of a Low Noise 2.4GHz CMOS VCO with Integrated LC Tank and Moscap Tuning*", IEEE International Symposium on Circuits And Systems, pp. I-331-I-334, 2000.
- HOO94 F. N. Hooge, « *1/f Noise Sources* », IEEE Transactions on Electrons Devices, vol. 41, No. 11, pp.1926-1935, November 1994.

- KEI01 Julien Keignart, "*Etude de structures d'oscillateur 3.6GHz à circuit d'entretien CMOS*", rapport de stage effectué à STMicroelectronics, Juin 2001.
- KOD92 Marc Kodrnja, "*Etude des oscillateurs contrôlés en tension pour les circuits à Fréquence Intermédiaire – Analyse et simulation du bruit des oscillateurs*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- LAL01 Alban Laloue, "*Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ : application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 15-2001.
- LEE66 D. B. Leeson, "*A simple model of feedback loop oscillator noise spectrum*", Proceeding of the IEEE, vol. 54, pp. 329-330, February 1966.
- LEE00 Thomas H. Lee and Ali Hajimiri, "*Oscillator Phase Noise: A Tutorial*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 3, pp. 326-336, March 2000.
- LEV02 Salvatore Levantino, Carlo Samori, Andrea Bonfanti, Sander L. J. Gierkink, Andrea L. Lacaita and Vito Boccuzzi, "*Frequency Dependence on Bias Current in 5-GHz CMOS VCOs: Impact on Tuning Range and Flicker Noise Upconversion*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, No. 8, pp. 1003-1011, August 2002.
- MAG Judith Maget, MarcTiebout, Rainer Kraus, "*Comparison of CMOS VCOs for UMTS Tuned by Standard and Novel Varactors in Standard 0.25 $\mu$ m Technology*".
- MAG02 Judith Maget, MarcTiebout, Rainer Kraus, "*Influence of Novel MOS Varactors on the Performance of a Fully Integrated UMTS VCO in Standard 0.25 $\mu$ m CMOS Technology*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, No. 7, pp. 953-958, July 2002.
- MAZ03 Thierry Mazet, "*Conception et réalisation d'oscillateurs contrôlés en tension à faible bruit de phase pour des systèmes de télécommunications spatiales*", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre : 46-2003.
- MUE00 Bram De Muer, Nobuyuki Itoh, Marc Borremans and Michel Steyaert, "*A 1.8 GHz highly-tunable low-phase-noise CMOS VCO*", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 585-588, 2000.



- MUE00\_2 Bram De Muer, Marc Borremans, Michiel Steyaert and G. Li Puma, "*A 2-GHz Low-Phase-Noise Integrated LC-VCO Set with Flicker-Noise Upconversion Minimization*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 7, pp. 1034-1038, July 2000.
- PLA93 Robert Plana, "*Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires micro-ondes*", Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, N° d'ordre : 1403, 2003.
- POU Pierre Pouvil, "*Chapitre 3 :Densité spectrale de bruit*", Cours de l'ENSEA.
- POU\_2 Pierre Pouvil, "*Chapitre 5 :Bruit thermique*", Cours de l'ENSEA.
- RET02 Nicodorus Retdian, Shigetaka Takagi, Nobuo Fujii, "*Voltage Controlled Ring Oscillator with Wide Tuning Range and Fast Voltage Swing*", IEEE Asia-Pacific Conference On ASICS, 2002.
- SHU04 Zhinian Shu, Ka Lok Lee and Bosco H. Leung, "*A 2.4-GHz Ring-Oscillator-Based CMOS Frequency Synthesizer With a Fractional Divider Dual-PLL Architecture*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, No. 3, pp. 452-462, March 2004.
- VIT88 Eric A. Vittoz, Marc G. R. Degrauwe and Serge Bitz, "*High-Performance Crystal Oscillator Circuits: Theory and Application*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 23, No. 3, pp. 774-783, June 1988.
- WAN99 HongMo Wang, "*A 9.8GHz Back-Gate Tuned VCO in 0.35 $\mu$ m CMOS*", IEEE International Solid-State Circuits Conference, 1999.
- WEB Stein Weberg, Bertel-Eivind Flaten, "*Design of a 1.6-mW LC-tuned VCO for 2.4GHz applications in 0.18- $\mu$ m RF technology*", internet: [eesoft.tm.agilent.com/pdf/nordic\\_vlsi.pdf](http://eesoft.tm.agilent.com/pdf/nordic_vlsi.pdf).
- ZAN98 Markus Zannoh, Bernd Kolb, Joseph Fenk and Robert Weigel, "*A Fully Integrated VCO at 2 GHz*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, No. 12, pp. 1987-1991, December 1998.



## CHAPITRE 2

## CONCEPTION DE VCOs

## SOMMAIRE

1. CONCEPTION DES COMPOSANTS PASSIFS.....	49
1.1. TECHNOLOGIES UTILISEES.....	49
1.1.1. HCMOS9 0.13 $\mu$ m.....	50
1.1.2. BiCMOS7RF 0.25 $\mu$ m.....	51
1.2. DESSIN DES INDUCTANCES.....	52
1.2.1. Généralités.....	52
1.2.2. Inductances en HCMOS9.....	57
1.2.3. Inductances en BiCMOS7RF.....	61
1.3. DESSIN DES VARACTORS.....	65
1.3.1. Généralités.....	65
1.3.2. Varactors en HCMOS9.....	71
1.3.3. Varactor en BiCMOS7RF.....	72
2. CONCEPTION DE VCO SOUS 1.2V.....	73
2.1. CAHIER DES CHARGES.....	73
2.2. LES COMPOSANTS ACTIFS.....	74
2.3. CONCEPTION.....	75
2.3.1. Deux structures de VCO.....	75
2.3.2. Présentation de l'égalisation du $K_{vco}$ .....	81
2.3.3. Description des différentes polarisations implantées.....	88
2.3.4. Layout des VCOs.....	92
2.4. MESURES DES VCOS.....	93
2.4.1. VCOs double paire croisée.....	93
2.4.2. VCOs simple paire croisée.....	96

2.4.3. Conclusion.....	99
3. CONCEPTION DE VCO SOUS 2.5V.....	99
3.1. CAHIER DES CHARGES .....	100
3.2. LES COMPOSANTS ACTIFS.....	101
3.3. CONCEPTION.....	102
3.3.1. Les VCOs.....	102
3.3.2. Description du système de calibration .....	105
3.3.3. Description du système de contrôle d'amplitude.....	109
3.3.4. Layout des VCOs .....	112
4. OUTILS DE SIMULATION .....	114
4.1. SIMULATEUR ELECTROMAGNETIQUE : HPADS MOMENTUM.....	114
4.2. LES SIMULATEURS ELECTRIQUES RF .....	115
4.2.1. Généralités.....	116
4.2.2. SpectreRF.....	117
4.2.3. EldoRF.....	118
5. CONCLUSION .....	119
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	121

Cette étude sur le bruit de phase des VCOs a permis la conception d'oscillateurs intégrés optimisés. Ces oscillateurs ont été fabriqués dans deux technologies différentes, les buts visés par chacun d'eux étant distincts. Le premier a un cahier des charges devant répondre à des exigences proches de la spécification Bluetooth (plage de fréquence de 2.4 GHz à 2.5 GHz), le second est destiné à une application de téléphonie mobile multi-standards : GSM, PCS, CEL, WCDMA (plage de fréquence de 6.84 GHz à 8.68 GHz). Ce chapitre va donc présenter les caractéristiques de ces deux technologies. Il s'en suivra une présentation du travail effectué sur les composants passifs : inductances et varactors, afin d'optimiser leurs performances pour chaque application. Une description du cœur des oscillateurs et des différents blocs de polarisation et de contrôle d'amplitude sera effectuée pour chaque circuit. Ainsi, il sera présenté un système de polarisation des varactors permettant d'obtenir une caractéristique de  $K_{vco}$  quasi-constante lorsque des varactors MOS sont employés dans le résonateur. Ce chapitre se terminera par une brève présentation des différents simulateurs qui permettent désormais de concevoir de façon très précise les circuits radiofréquences.

## 1. 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 suffisamment pour ne pas être un facteur trop limitant des performances.

### 1.1. Technologies utilisées

Deux circuits de test ont été fabriqués, le premier dans une technologie purement CMOS : HCMOS9 et le second dans une technologie BiCMOS : BiCMOS7RF. Des

comparaisons de performance ou de versatilité entre ces deux types de technologies (CMOS-BiCMOS) ne pourront être faites de par leurs trop grandes différences intrinsèques mais aussi de par les différences entre les objectifs visés pour chaque circuit. Chaque technologie a cependant amené des problèmes à résoudre et des réflexions à mener sur la conception.

Ces deux technologies sont issues de la recherche effectuée par STMicroelectronics et quelques-unes de leurs caractéristiques sont décrites.

### 1.1.1. HCMOS9 0.13 $\mu$ m

HCMOS9 est une technologie purement CMOS. Elle est disponible avec plusieurs options. Ces options portent sur l'épaisseur minimale d'oxyde. Deux épaisseurs sont disponibles. La première est de 20 Å, c'est l'épaisseur de base de la technologie. La seconde épaisseur d'oxyde est de 50 Å. L'épaisseur d'oxyde a une incidence directe sur les tensions d'alimentations, plus l'oxyde est mince, plus sa tenue en tension est faible. Ainsi pour l'oxyde mince (20 Å), la tension d'alimentation nominale est de 1.2 V et pour l'oxyde épais (50 Å), la tension nominale est de 2.5V. L'oxyde épais permet un fonctionnement à tension plus élevée pour réaliser des interfaces avec des circuits extérieurs utilisant ce type de tension d'alimentation et offre la possibilité de concevoir des fonctions nécessitant une dynamique de tension plus importante. Le choix de l'option d'épaisseur d'oxyde pour le circuit s'est cependant porté sur de l'oxyde mince. Ce choix impliquera des contraintes supplémentaires sur la conception que nous verrons par la suite.

L'avancement d'une technologie peut se mesurer en regardant la longueur minimale de la grille des transistors. Plus la longueur de grille est faible, plus la technologie est performante en terme de densité d'intégration et de rapidité des composants. Cette technologie, lors de la conception, était à la pointe de la technique puisque la longueur minimale de grille est de 0.13  $\mu$ m.

La résistivité du substrat est un paramètre important, notamment pour la conception des inductances. En HCMOS9, cette résistivité est de 10  $\Omega$ ·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 d'un point de vue des 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. Pour la technologie HCMOS9, cette fréquence est de « seulement » 15 GHz, c'est suffisant pour présenter un réel intérêt pour notre application (à 2.5 GHz).

Les interconnexions entre les composants sont en matériaux cuivre et en aluminium. Il y a 6 niveaux d'interconnexions en cuivre et un niveau en aluminium. Les épaisseurs des couches de métaux sont différentes suivant leur niveau. Comme dans la majorité des technologies (de ST ou d'autres fondeurs), les niveaux supérieurs sont plus épais, car c'est à ces niveaux que se situent les composants passifs et les distributions des alimentations. De plus, une épaisseur de métal plus importante réduit leur résistance parasite et donc leur perte.

### 1.1.2. BiCMOS7RF 0.25 $\mu$ m

La technologie BiCMOS7RF est une technologie BiCMOS, c'est à dire qu'il est possible de réaliser des transistors MOS ou bipolaires. L'épaisseur d'oxyde est de 50 Å. La longueur minimale de grille des transistors est 0.25  $\mu$ m 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.

Le substrat a une résistivité de 50  $\Omega$ .cm. La fréquence de coupure du substrat se situe aux alentours de 3 GHz et l'application fonctionnera autour de 8 GHz, la résistivité aura donc moins d'impact sur la propagation des parasites que si on travaillait à des fréquences inférieures à 3 GHz. L'isolation sera cependant plus grande qu'en HCMOS9, voir Figure 2-1.

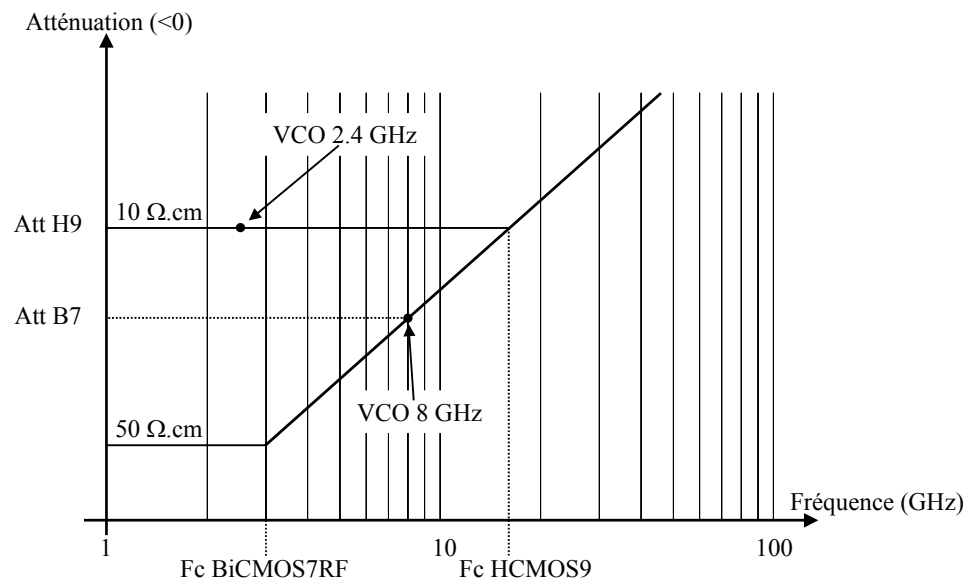
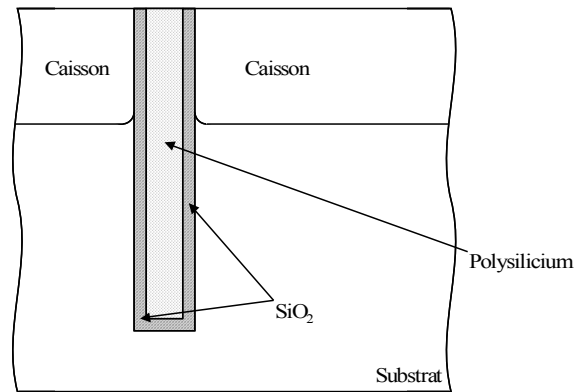


Figure 2-1 : Atténuation du substrat en fonction de la technologie

Pour renforcer l'effet barrière, il existe, dans cette technologie, une tranchée profonde de quelques micro mètres, présentée en Figure 2-2, qui permet d'isoler les différentes fonctions sensibles présentes dans le circuit en les compartimentant.



**Figure 2-2 : Vue en coupe de la tranchée isolante**

Deux options de métaux pour les interconnexions du niveau supérieur sont disponibles dans cette technologie, l'une en aluminium et l'autre en cuivre. Pour le circuit fabriqué dans cette technologie, l'option cuivre a été choisie afin d'obtenir de meilleures performances. Le cuivre étant un matériau moins résistif que l'aluminium, les pertes de signal dues à l'effet de peau des conducteurs seront donc plus faibles. Il y a 5 niveaux d'interconnexions et là aussi le niveau supérieur est plus épais que les niveaux inférieurs.

## 1.2. Dessin des inductances

Avant de présenter les inductances réalisées dans chacune des technologies décrites précédemment, les notions utiles à la compréhension des choix effectués lors de la conception sont exposées.

### 1.2.1. Généralités

Malgré la possibilité d'intégrer des composants passifs sur silicium, leur niveau d'intégration reste très 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. Ce sont les seuls composants que l'on distingue aussi facilement sur une microphotographie d'un circuit intégré complet. La réduction de leur taille est limitée par de simples considérations géométriques et seule l'introduction de matériaux magnétiques serait susceptible de favoriser leur intégration par l'augmentation de la perméabilité qu'apportent ces matériaux. Cette option n'étant pas ou peu répandue dans diverses technologies du marché, les solutions pour réduire de manière significative la taille des inductances sont d'augmenter le nombre d'enroulements ou de disposer de plusieurs niveaux de métaux épais afin de réaliser des inductances avec une forme proche de celle d'un solénoïde. Les technologies utilisées pour



cette étude ne sont pas pourvues de plusieurs niveaux de métaux épais, il a donc été choisi (dans un cas au moins) d'utiliser la première solution pour réaliser une inductance de « forte » valeur. Mais les règles de dessin imposent des distances minimales entre deux différents brins d'un même niveau de métal. Il devient alors obligatoire de réduire la largeur des brins, ce qui dégrade de façon catastrophique la qualité du composant par augmentation de la résistance série. On peut rappeler que le coefficient de qualité d'une inductance est défini pour le modèle série par :

$$Q(f) = \frac{\omega \cdot L(f)}{R_s(f)} \quad \text{Eq. 2-1}$$

Différentes formes d'inductances ont donc été inventées et étudiées, [YUE98], [TIE01] afin de toujours améliorer leur coefficient de qualité. On peut trouver des inductances aux formes carrées, octogonales ou quasi-circulaire (très peu de technologies permettent de dessiner des formes parfaitement circulaires). Un panel des formes d'inductances couramment vues dans la littérature est présenté en Figure 2-3.

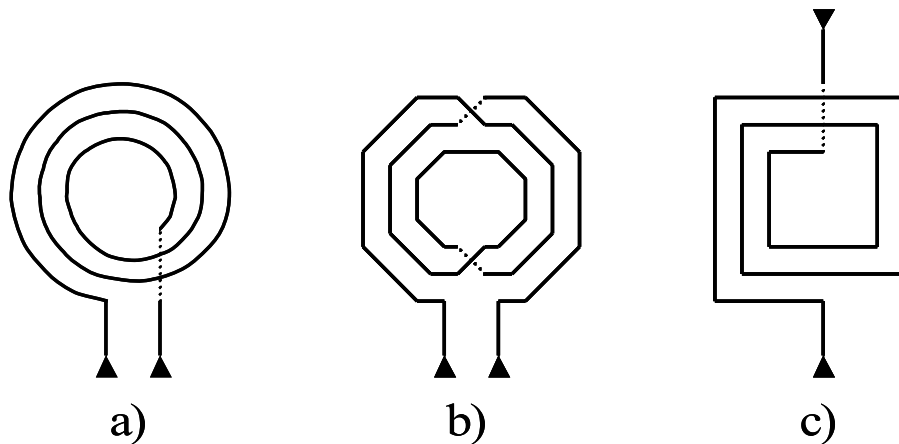
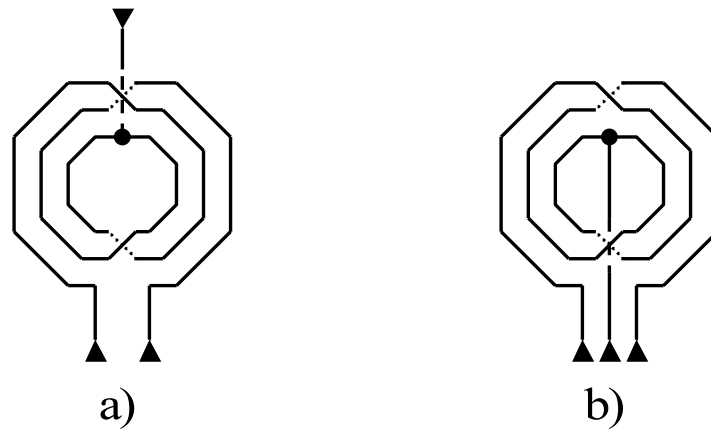


Figure 2-3 : Dessins typiques d'inductances intégrées

Les différentes formes d'inductances peuvent être panachées. On peut, par exemple, choisir de dessiner une inductance avec comme base la Figure 2-3 a) mais avec des brins octogonaux comme ceux de la Figure 2-3 b). La connexion entre les brins qui se croisent (en pointillés sur les schémas de la Figure 2-3) est réalisée avec les niveaux inférieurs de métallisation. Cette connexion est appelée en anglais *underpath* ou *crossing*.

Pour l'étude, la forme Figure 2-3 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 d'oscillateur un signal qui soit purement différentiel. Ceci est impossible avec les deux autres formes présentées (Figure 2-3 a) et c)). De plus, il est nécessaire, pour le bon fonctionnement

des oscillateurs à simple paire croisée, de disposer d'un point milieu sur l'inductance, voir Chapitre 1 paragraphe §1.2.2. Le point milieu est une connexion qui se situe à la distance moitié de la longueur des enroulements de la self.



**Figure 2-4 : Dessins d'inductances à point milieu**

La sortie du point milieu peut être située du côté opposé aux connexions de l'inductance (Figure 2-4 a)) ou du même côté (Figure 2-4 b)). Le choix de telle ou telle position de la sortie du point milieu ne peut se faire qu'après simulation électromagnétique des différentes possibilités car les fils de connexion du point milieu peuvent créer des capacités parasites avec les enroulements de l'inductance et diminuer sa fréquence de coupure.

Une des sources de dégradation de la fréquence de coupure des inductances est le couplage entre les enroulements. Cette fréquence de coupure indique jusqu'à quelle fréquence son comportement macroscopique devient de plus en plus dominé par des effets capacitifs.

Une autre source de dégradation du coefficient de qualité est la dissipation d'une partie de l'énergie électrique de l'inductance dans le substrat par couplage capacitif, [MER98], [YIM02]. C'est l'oxyde d'isolation qui joue le rôle de capacité de couplage haute fréquence. Le substrat est alors vu par l'inductance comme une résistance mise en parallèle avec la sienne, ce qui explique la dégradation du coefficient de qualité parallèle :

$$Q(f) = \frac{Rp(f)}{\omega \cdot L(f)} \quad \text{Eq. 2-2}$$

Cet effet de couplage est réversible : un parasite venant du substrat pourra perturber l'inductance créant du bruit de phase ou des raies parasites dans le spectre du signal.

Pour réduire la résistance ramenée en parallèle à la résistance de perte de l'inductance, il faut placer sous l'inductance et au niveau du substrat un écran électrostatique basse

impédance. Cependant, cet écran se comportant comme une inductance de secondaire de transformateur, on ne voit plus aux bornes de l'inductance que l'inductance de fuite de ce transformateur qui est très faible car le couplage entre l'inductance et l'écran est très bon. Il est impératif de segmenter cet écran pour réduire la création des courants de Foucault induits. Cet écran découpé peu résistif, représenté en Figure 2-5, s'appelle un plan patterné (de l'anglais pattern).

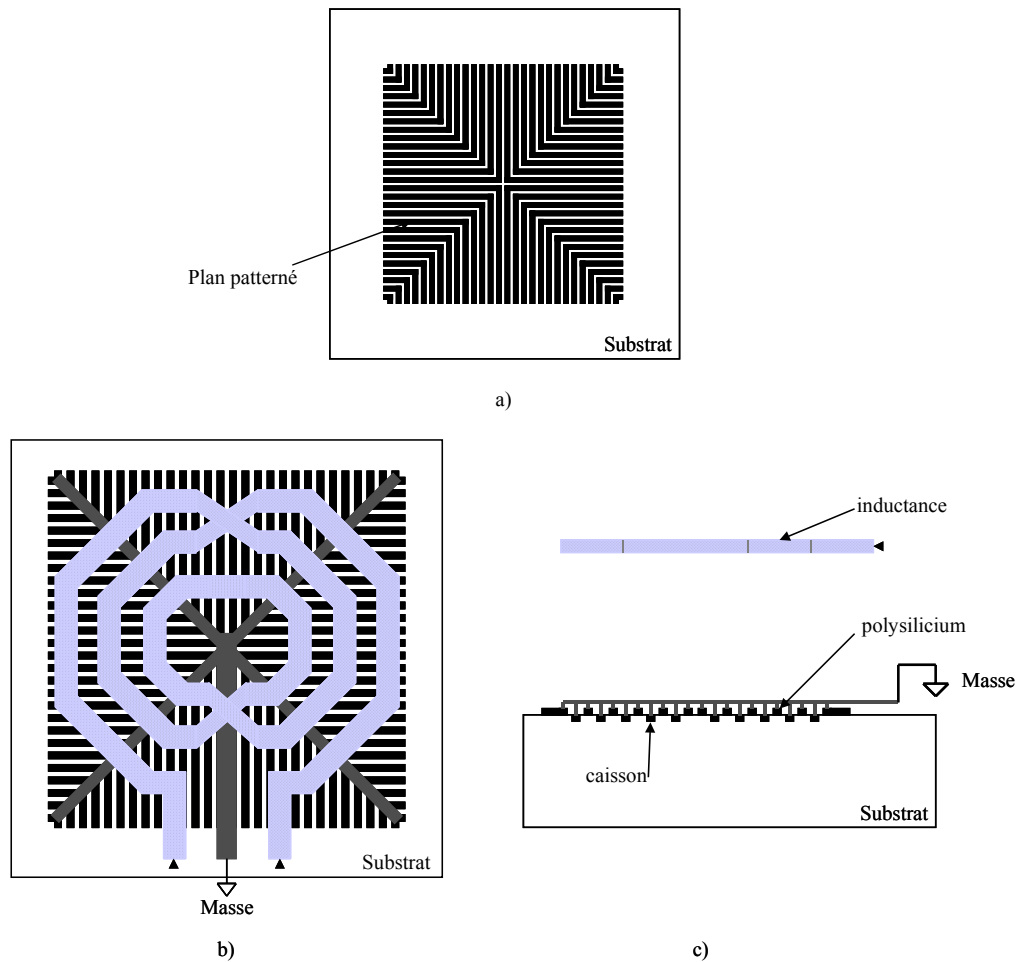


Figure 2-5 : Vues de dessus et coupe d'un plan patterné

Le plan patterné est composé de « doigts », en général constitués alternativement de polysilicium et de prise de caisson. Afin d'améliorer l'isolation, il est important que les doigts du plan patterné ne soient pas parallèles aux enroulements de l'inductance afin de réduire la création des courants de Foucault. Les doigts sont tous connectés entre eux et reliés en général à la masse ou au potentiel positif, dans le but d'évacuer les charges créées dans les doigts. Comme le plan d'isolation est plus proche de l'inductance que le substrat seul, on observe une augmentation de la capacité de couplage et donc une diminution de la fréquence de résonance de l'inductance.

Une fois le dessin de l'inductance réalisé, il est simulé avec un logiciel de calcul électromagnétique. Dans cette étude, les inductances ont été simulées avec Momentum, qui est la partie de calcul électromagnétique de HPADS, logiciel de la société Agilent. On obtient de cette simulation, de manière générale, un fichier de paramètres S que l'on peut simuler électriquement. Cependant ce format n'est pas très pratique à utiliser car lors de la conception des oscillateurs, on ne peut pas distinguer les différents contributeurs au bruit de phase. Il est nécessaire d'avoir un modèle électrique équivalent RLC de l'inductance, comme celui de la Figure 2-6, que l'on appelle modèle en double  $\pi$ , [YIM02].

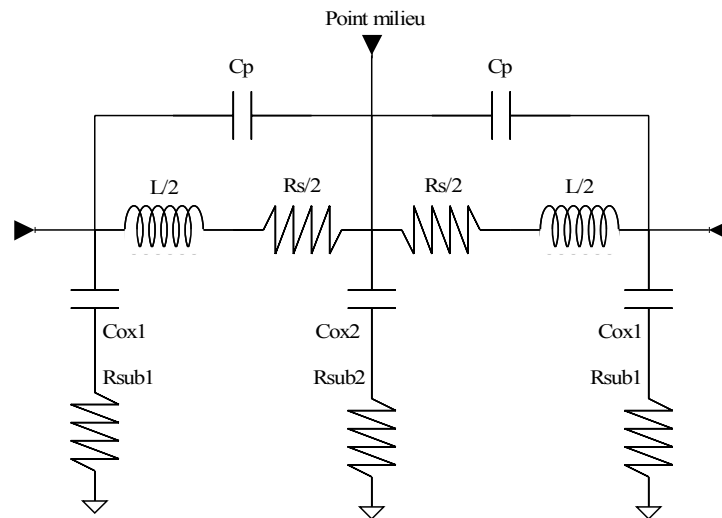


Figure 2-6 : Modèle RLC équivalent d'inductance à plan patterné

avec :

$L/2$  : la demi-inductance totale (de la connexion au point milieu)

$R_s/2$  : la demi-résistance série totale (de la connexion au point milieu)

$C_{ox1}$ ,  $C_{ox2}$  : la capacité de l'oxyde entre le substrat et l'inductance

$R_{sub1}$ ,  $R_{sub2}$  : la résistance du plan patterné et du substrat

$C_p$  : la capacité entre l'underpath et les brins

Lors de l'étude sur le bruit, il est apparu qu'il fallait augmenter le coefficient de qualité du résonateur :  $Q_R$ , voir Chapitre 1 paragraphe §2.3 et Chapitre 3 paragraphe §2. Or dans la plupart des cas ce coefficient est lié au coefficient de qualité de l'inductance :  $Q$ , défini par :

$$Q(f) = \frac{\omega \cdot L(f)}{R_s(f)} = \frac{R_p(f)}{\omega \cdot L(f)} \quad \text{Eq. 2-3}$$

avec :

$\omega$  : la pulsation correspondant à la fréquence  $f$  du calcul

$L$  : la valeur de l'inductance

$R_s$  : la résistance série de perte

$R_p$  : la résistance parallèle équivalente de perte

Pour une valeur d'inductance donnée, plus la résistance série est faible plus le coefficient de qualité sera grand, ce qui est cohérent avec la théorie de Leeson.

### 1.2.2. Inductances en HCMOS9

La bibliothèque de composants de cette technologie propose diverses inductances. Ces inductances sont standardisées afin de satisfaire le plus grand nombre de concepteurs. Pour assurer les meilleures performances du circuit, il a fallu dessiner une inductance et ensuite l'optimiser.

Le choix de la valeur s'est effectué en se basant sur les caractéristiques des inductances de la bibliothèque. Elles présentaient, aux alentours de 2.45 GHz, le meilleur coefficient de qualité pour des valeurs proches de 3 nH à 4 nH. Cette dernière valeur fut choisie car plus la valeur de l'inductance est grande plus la consommation de l'oscillateur sera faible. Ceci s'explique avec la formule de stockage de l'énergie dans une inductance :

$$E_L = L \cdot i^2 \quad \text{Eq. 2-4}$$

L'architecture de l'inductance est proche de celle des inductances de la bibliothèque. C'est une inductance à trois tours, identique à celle de la Figure 2-3 b). Pour augmenter le coefficient de qualité de l'inductance, on peut augmenter la largeur des brins. Cela a pour conséquence de réduire le nombre de carrés de métal (carrés au sens de la résistance carrée du métal :  $R_{\square}$ ). Mais les règles de dessin de cette technologie limitent la largeur des niveaux de métaux cuivre à des valeurs trop faibles pour améliorer les performances de l'inductance. La solution consiste à doubler chaque brin avec un brin parallèle. On parle d'inductance multi-brins.

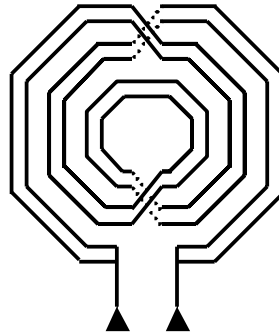


Figure 2-7 : Dessin d'inductance multi-brins

Une vue en coupe des niveaux de métaux permet de mieux comprendre la structure de l'inductance, Figure 2-8.

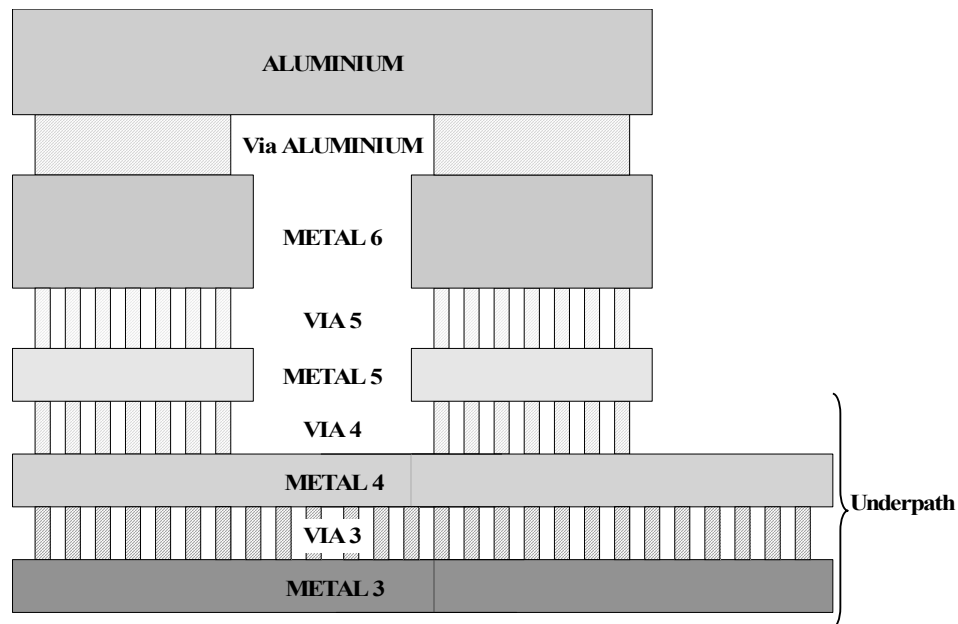


Figure 2-8 : Vue en coupe des niveaux de métaux

Pour toujours réduire les pertes, les niveaux de métaux parallèles sont interconnectés par des vias sur toute leur surface et pas seulement ponctuellement. Les niveaux vias de par leur très grande densité peuvent être assimilés à des niveaux de métaux. Cette approximation est très précieuse pour diminuer le temps de calcul du modèle équivalent de l'inductance.

Le plan patterné est de même type que celui décrit au paragraphe §1.2.1. Il est constitué de doigts de polysilicium siliciuré dopé N et d'active siliciuré dopé N+ dans un caisson N pour isoler les doigts du substrat de type P.

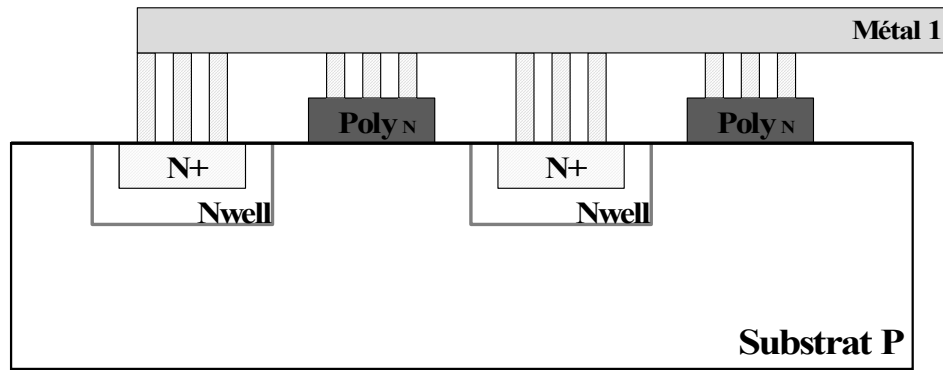


Figure 2-9 : Vue en coupe détaillée du plan patterné

Le choix d'un point milieu « opposé » s'est opéré après simulations. Cette position permet de diminuer le couplage capacitif entre le fil de connexion du point milieu, les enroulements de l'inductance et le plan patterné.

La Figure 2-10 est l'image du layout de l'inductance dans sa version sans point milieu pour oscillateur double paire croisée.

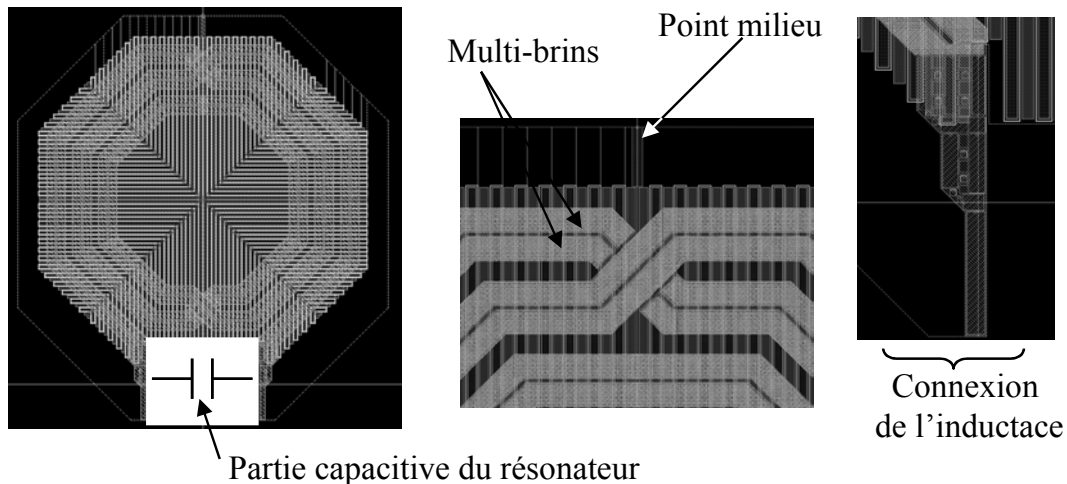


Figure 2-10 : Images du layout de l'inductance sans point milieu

L'écartement des deux brins de connexions permet d'insérer une grande partie des capacités du résonateur. Il y a deux intérêts à cela le premier est un gain de surface de silicium et le second est une réduction des composants parasites générés par les fils de connexions du résonateur. Ces composants parasites sont des résistances, des capacités et des inductances qui viennent s'ajouter aux composants en changeant la fréquence pour les capacités et inductances et dégrader le bruit de phase pour les résistances.

Les simulations électromagnétiques de cette inductance fournissent sa valeur et sa résistance de perte en fonction de la fréquence et permettent donc de calculer son coefficient de qualité. La valeur de l'inductance se calcule grâce à la formule :

$$L = \frac{\text{Im}(f)}{2\pi \cdot f} \quad \text{Eq. 2-5}$$

On pourra constater sur les résultats de simulation que la valeur de l'inductance est positive puis devient négative. Lorsque la valeur de l'inductance devient négative, le comportement de celle-ci devient capacitif et non plus inductif.

Le coefficient de qualité est donné par :

$$Q = \frac{\text{Im}(f)}{\text{Re}(f)} \quad \text{Eq. 2-6}$$

Cette définition n'est valide que pour des fréquences inférieures à la fréquence de résonance propre, qui correspond à  $Q=0$  (même si cette valeur n'a pas de sens physique).

Les résultats pour l'inductance implantée dans le circuit sont représentés dans les graphiques en Figure 2-11.

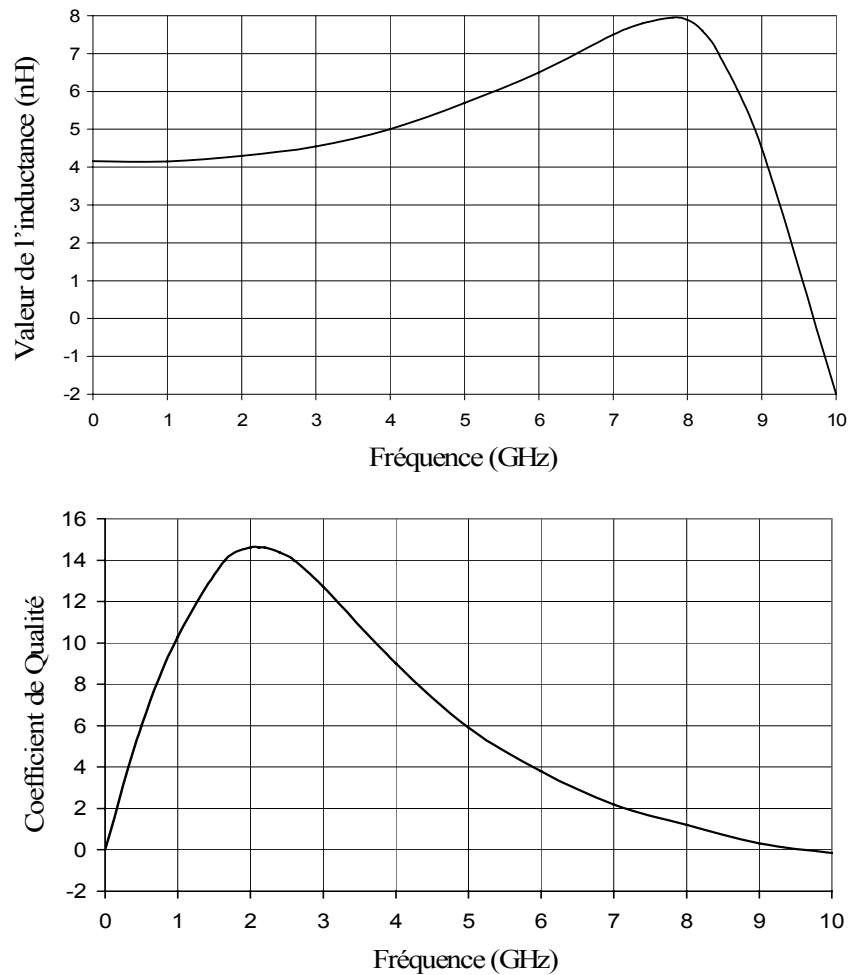


Figure 2-11 : Valeur de l'inductance et du coefficient de qualité en fonction de la fréquence



L'inductance a une valeur BF de 4.15 nH et un coefficient de qualité Q de 14.6 à la fréquence 2.15 GHz contre un coefficient de qualité de l'ordre de 10 pour l'inductance de la bibliothèque.

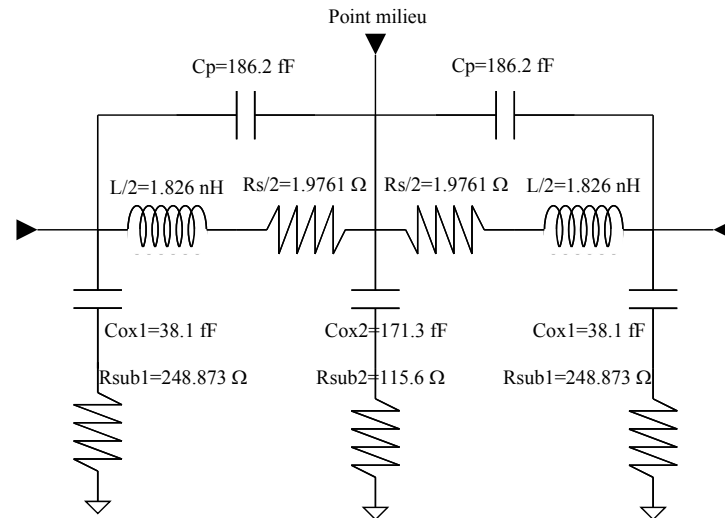


Figure 2-12 : Modèle RLC équivalent de l'inductance 4.15 nH

### 1.2.3. Inductances en BiCMOS7RF

Pour le circuit en technologie BiCMOS7RF, la conception d'une inductance dédiée a été motivée par le fait que la bibliothèque des composants ne proposait pas d'inductances de valeur suffisamment faible pour pouvoir concevoir un oscillateur capable de couvrir toute la gamme de fréquence.

La valeur désirée pour l'inductance est 0.33 nH. C'est une valeur très faible car pour couvrir une très grande plage de fréquence (2 GHz) autour de 7 ou 8 GHz, il est nécessaire d'avoir une très grande quantité de capacités à faire varier (varactors ou capacités commutées), la valeur de l'inductance doit donc être très faible.

L'architecture choisie découle, elle-aussi, de la forme présentée en Figure 2-3 mais elle est constituée d'un seul tour. Sa forme rappelle celle d'un fer à cheval, comme le montre la Figure 2-13 .

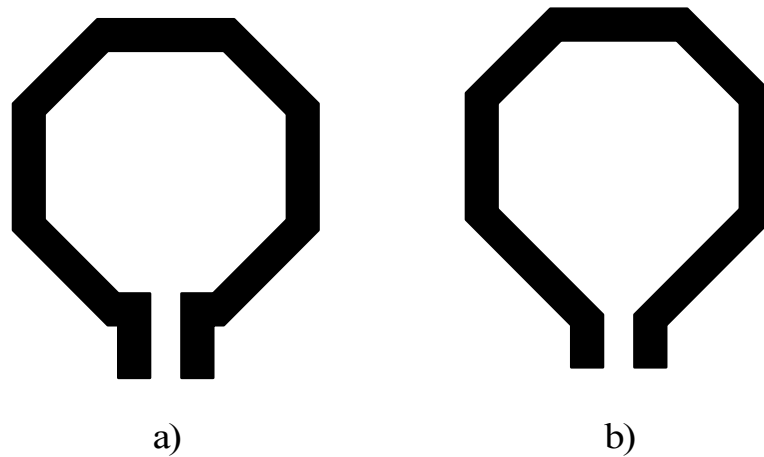


Figure 2-13 : Dessins d'inductances en fer à cheval

L'inductance est mono-brin car la largeur de métal maximum autorisée par les règles de dessin est grande et une architecture multi-brins génère plus de parasites (R,L et C) sans améliorer la qualité de l'inductance dans ce cas précis. De même, il n'y a pas de superposition des niveaux de métaux car, autour de 8 GHz, les parasites ôtent tout intérêt à cette modification.

Le point milieu de l'inductance se situe en position « opposée » mais pour une raison différente de celle évoquée pour l'inductance HCMOS9. La structure de VCO retenue impose la connexion du point milieu de l'inductance à une alimentation au travers d'un plot de la puce. Le choix a donc été de réaliser un point milieu au même niveau de métal que celui de l'inductance, Figure 2-14.

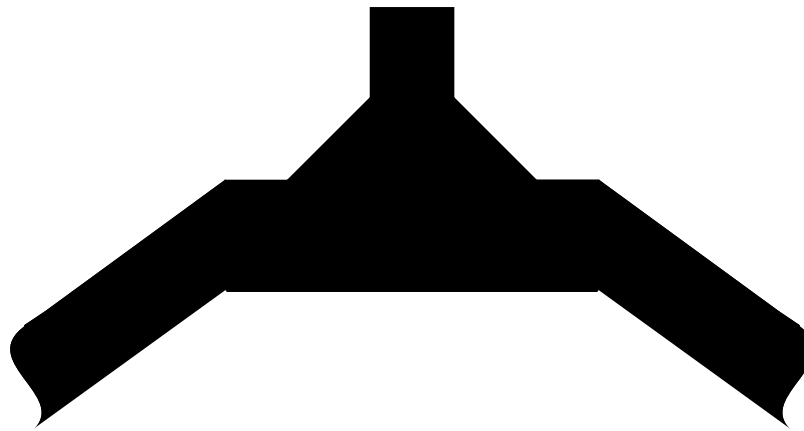
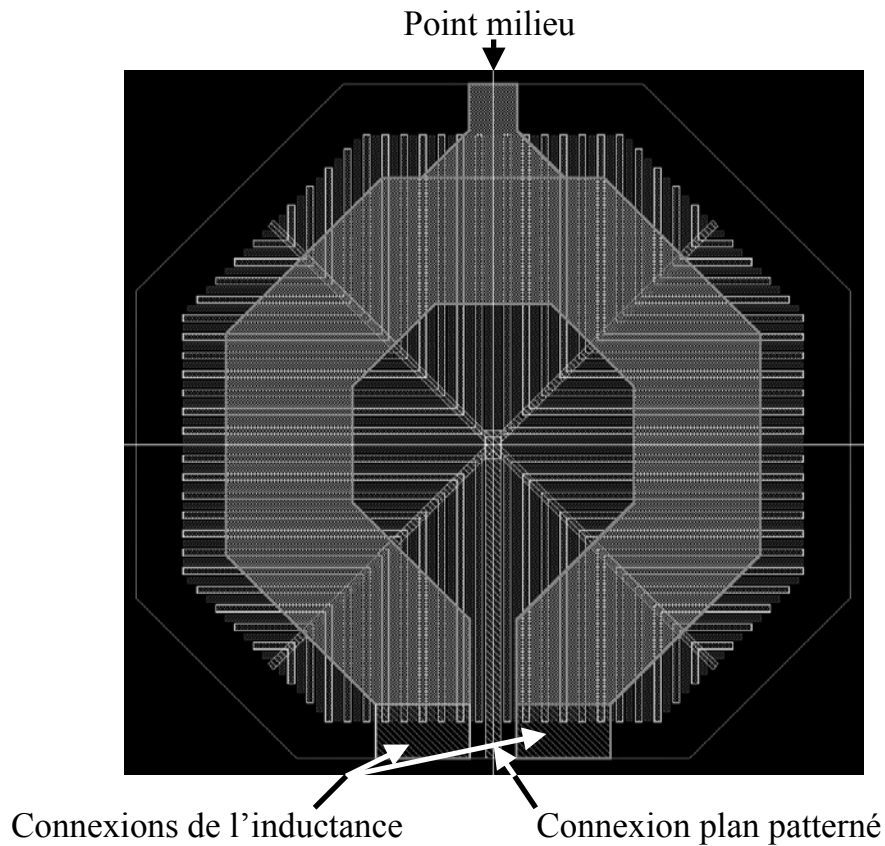


Figure 2-14 : Dessin du point milieu

Le plan patterné est de forme identique à celui de l'inductance réalisée en HCMOS9. On notera toutefois une différence, c'est la présence d'un îlot de Népi sous l'inductance dans lequel se trouve le plan découpé. Ainsi les doigts du plan découpé sont-ils réalisés par

l'alternance de polysilicium siliciuré dopé N et d'active siliciuré P+ dans des caissons P et non d'active N+ dans des caissons N comme c'était le cas pour la technologie HCMOS9. Cette différence provient de l'utilisation du plan patterné présent dans la librairie de composants. Les performances sont identiques à la méthode employée en HCMOS9.



**Figure 2-15 : Image du layout de l'inductance**

Les résultats, fournis par les simulations électromagnétiques, sont illustrés en Figure 2-16, l'inductance a donc une valeur de 0.33 nH à 7.2 GHz avec un coefficient de qualité de 35 en pire cas sur toute la plage de fréquence allant de 6 GHz à 9.3 GHz.

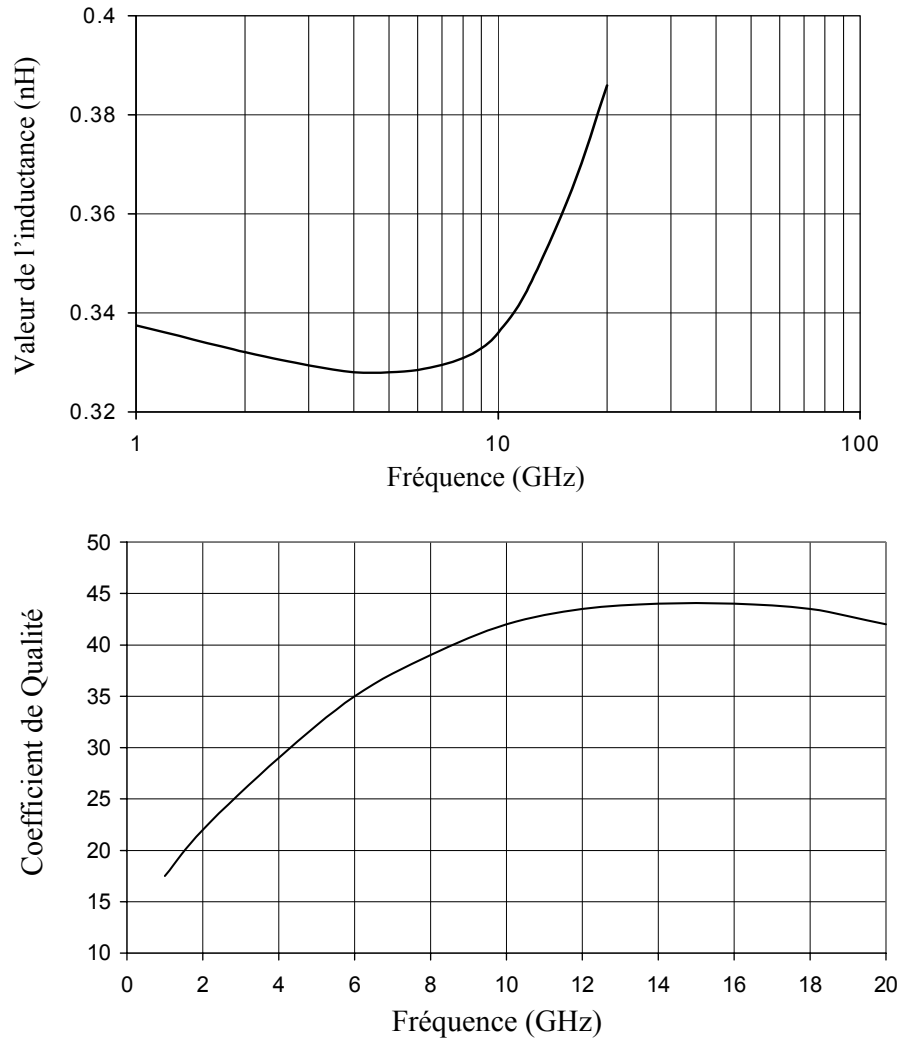


Figure 2-16 : Valeurs de l'inductance et du coefficient de qualité en fonction de la fréquence

Compte tenu de la grande excursion en fréquence des VCOs, il est apparu très difficile de faire un modèle précis de l'inductance sur toute la gamme. Il a donc fallu faire un modèle avec moins de paramètres pour modéliser les capacités parasites mais dont la valeur de la résistance série est fonction de la fréquence d'oscillation. La dépendance de la résistance à la fréquence a été approchée de façon linéaire pour tenter de correspondre aux résultats fournis par les simulations Momentum.

La valeur de la fréquence d'oscillation est à programmer avec le simulateur comme paramètre.

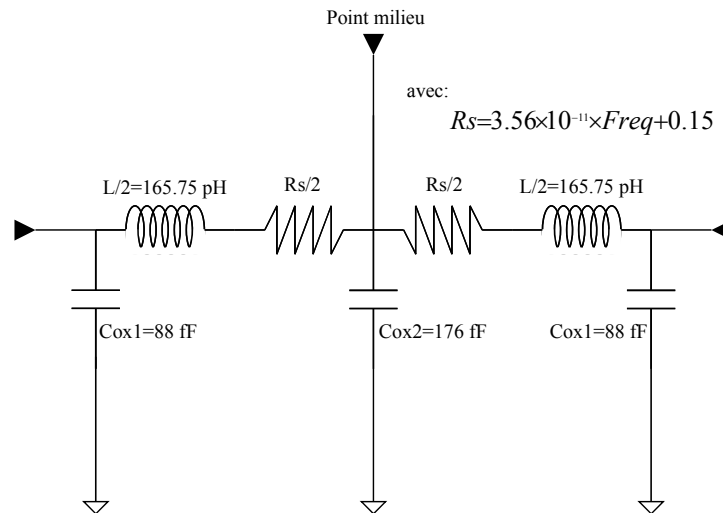


Figure 2-17 : Modèle RLC équivalent de l'inductance 0.33 nH

### 1.3. Dessin des varactors

En circuit intégré, il n'existe pas d'inductance variable. Il faut donc, pour faire varier la fréquence de l'oscillateur, une capacité dont la valeur peut être modifiée en fonction d'une différence de potentiel par exemple. Cette capacité variable est appelée : varactor. Les notions générales de ces composants seront expliquées et suivies par la présentation des varactors utilisés dans chaque application.

#### 1.3.1. Généralités

Il existe deux grandes familles de varactors : les varactors à base de diode dont la jonction P/N est polarisée en inverse et les varactors utilisant les caractéristiques  $C(V)$  de condensateurs MOS.

##### • Varactor diode

Les varactors diodes sont composés d'un caisson N dans lequel sont implantés des barreaux de P+, [ROG00], la coupe d'un varactor diode est visible en Figure 2-18.

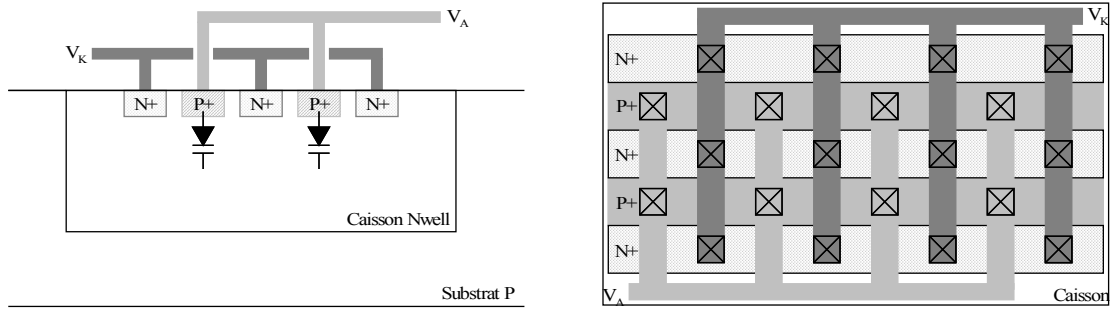


Figure 2-18 : Vues en coupe et de dessus d'un varactor diode

Ainsi pour une tension  $V_{KA} (=V_K-V_A)$  positive et variable, la zone de charge d'espace créée va être modulée en fonction de cette tension et donc la capacité entre ces deux points va varier. Cette variation est connue et décrite mathématiquement par :

$$C(V_{KA}) = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{V_{KA}}{V_B}\right)^m} \tag{Eq. 2-7}$$

avec :

- $C_0$  : capacité de la jonction pour  $V_{KA}=0$
- $V_{KA}$  : la tension de polarisation de la jonction
- $m$  : coefficient lié au profil de dopage de la jonction
- $V_B$  : potentiel de barrière

La caractéristique d'un varactor diode est la suivante :

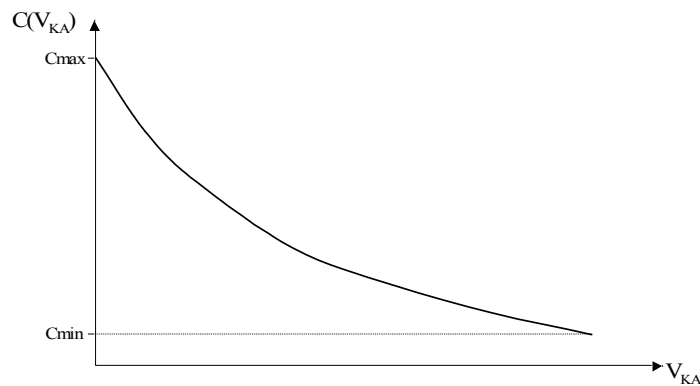


Figure 2-19 : Caractéristique en tension d'un varactor diode

Il y a deux schémas classiques d'implantation de varactors diodes dans un oscillateur de type LC différentiel :

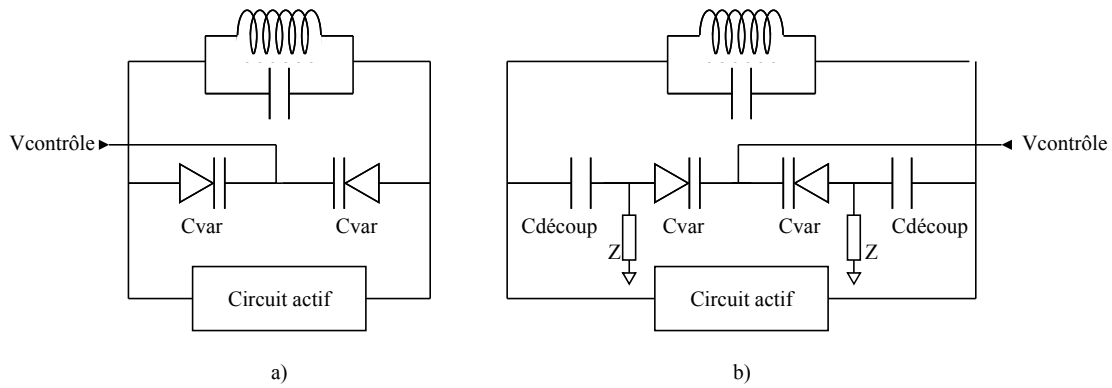


Figure 2-20 : Schémas classiques d'un étage à varactor diode

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

Le principal défaut du schéma de la Figure 2-20-a) est qu'il est sensible au bruit BF issu du circuit d'entretien. Si une perturbation arrive sur l'oscillateur, elle est directement vue par les varactors qui vont l'amplifier par leurs non-linéarités. Alors que dans le cas de la Figure 2-20-b), la capacité de découplage et l'impédance Z forme un filtre passe haut qui laissera passer le bruit issu des diverses sources dont la fréquence est supérieure à la fréquence de coupure. Cependant la division capacitive va atténuer le bruit (qui sera malgré tout amplifié mais dont l'effet sera moindre sur le bruit de phase). Cependant ce montage a l'inconvénient de nécessiter 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.

• **Varactors MOS**

Un transistor MOS (PMOS dans cet exemple), dont sont court-circuités les Drain(D)-Source(S)-Bulk(B), Figure 2-21, forme une capacité variable en fonction de la tension Bulk-Grille(G) :  $V_{BG}$ , [AND00].

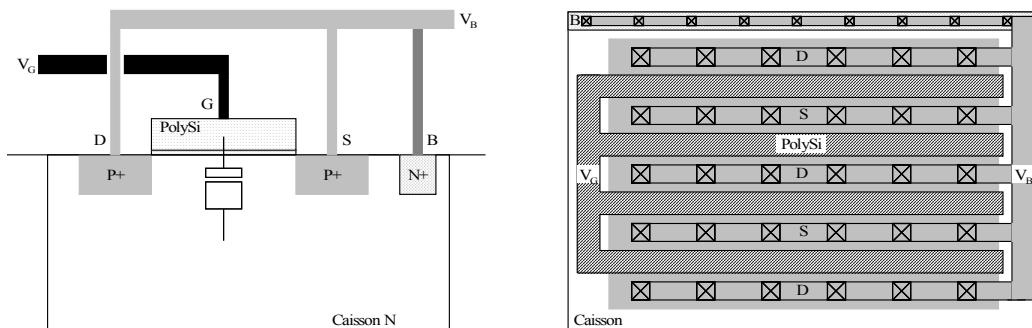


Figure 2-21 : Vue en coupe et de dessus d'un varactor MOS

La Figure 2-22 en trait plein représente la courbe  $C=f(V_{BG})$  et les différentes zones de fonctionnement du composant.

La zone d'accumulation se crée pour  $V_{BG} < 0$  et correspond à l'attraction d'électrons formant un écran électronique sous la grille. Lorsque  $V_{BG} > |V_T|$  (la tension de seuil), un canal de trous se forme sous la grille, on parle de zone d'inversion. On distingue plusieurs zones d'inversion en fonction de la concentration en trous de cette zone : la forte inversion ( $V_{BG} > |V_T|$ ) et la faible inversion ( $V_{BandePlate} < V_{BG} < V_T$ ). Une zone de fonctionnement intermédiaire entre Accumulation et Inversion est caractérisée par la présence de charges fixes (atomes donneurs ayant perdu leur électron) sous la Grille : c'est la zone de déplétion.

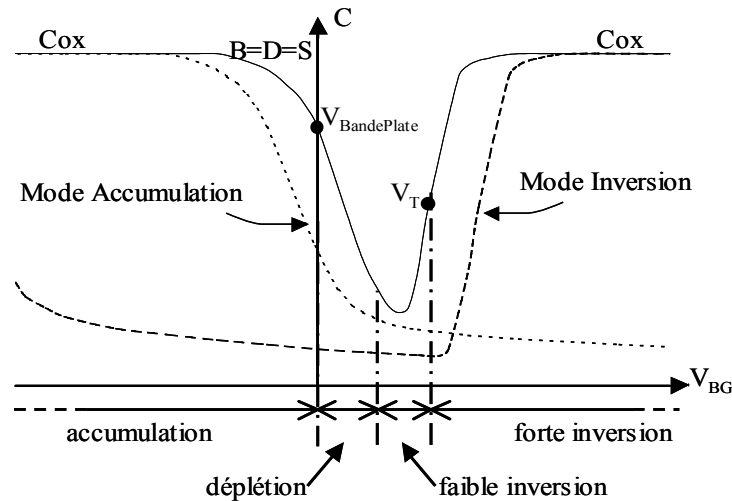


Figure 2-22 : Caractéristique d'un varactor MOS

Mais les varactors MOS ne sont jamais utilisés dans ces conditions car lors du fonctionnement de l'oscillateur, la tension sinusoïdale développée aux bornes des varactors autour de  $V_{BG}$  est suffisamment grande pour que la valeur instantanée du varactor change au cours d'une période. La valeur moyenne de la capacité, toujours fonction de  $V_{BG}$ , ne peut atteindre parfaitement sa valeur minimale ( $C_{min}$ ) sur une période ; la plage de tension de contrôle est alors réduite. Il faut, pour contourner ce problème, rendre la fonction  $C=f(V_{BG})$  monotone sur la plage de tension utile de l'application. Pour cela il faut empêcher le composant d'entrer soit en régime d'accumulation, soit en régime d'inversion pour des grandes variations de la tension de grille.

#### Fonctionnement du Mode Inversion :

Pour obtenir un varactor dont le fonctionnement n'atteindra jamais la zone d'Accumulation, il faut déconnecter le bulk de la connexion drain-source et le placer au



potentiel le plus haut, Figure 2-23-a). Ainsi les électrons venant du bulk sont bloqués et ne peuvent pas alimenter la zone de déplétion sous la grille, donc le passage en zone Accumulation. La caractéristique  $C(V)$  devient quasi-monotone, voir Figure 2-22 pointillés épais.

#### Fonctionnement du Mode Accumulation :

Pour obtenir un varactor MOS en mode Accumulation, il faut supprimer l'injection de trous dans le canal (conduisant à l'inversion dans le mode  $B=D=S$ ). Pour cela, on remplace les contacts Drain-Source de dopage P+ par un contact de même type que celui du bulk (N+), Figure 2-23-b), [SVE99]. Là aussi, la réponse est monotone ce qui a pour conséquence d'augmenter la gamme d'accord, Figure 2-22 pointillés fins. Le second intérêt à travailler dans cette zone est que la résistance série parasite de canal est réduite.

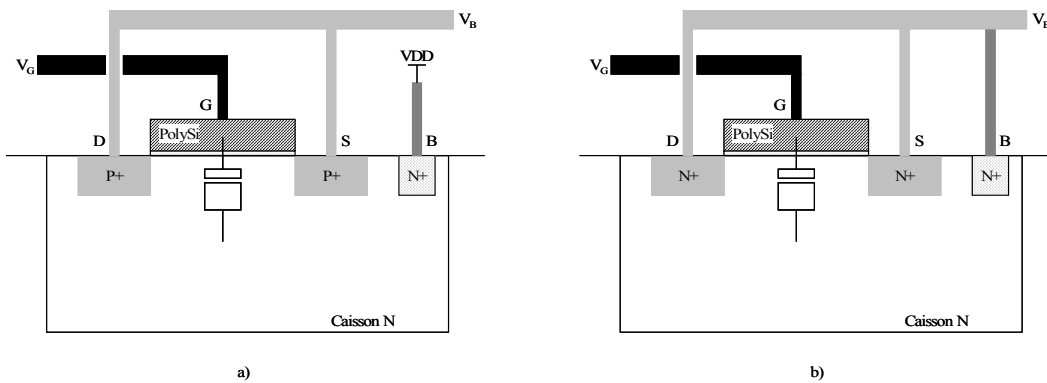


Figure 2-23 : Coupe d'un varactor MOS en Mode Inversion a) et en Mode Accumulation b)

Afin de pouvoir utiliser l'entière excursion de la réponse des varactors MOS, il est très courant de polariser la grille des varactors à une tension dont la valeur est souvent égale à  $VDD/2$ . La caractéristique  $C(V)$  se retrouve centrée autour de cette tension, la tension de contrôle (notamment issue d'une PLL) permettant alors d'utiliser le varactor dans toute la région accumulation jusqu'à la valeur maximum. La tension de polarisation est amenée au travers de résistances ou d'inductances. Le choix se fait suivant un compromis surface-bruit du circuit. Les résistances ont l'inconvénient d'être bruyantes mais elles occupent peu de surface alors que les inductances sont très peu bruyantes, même à Q moyen, mais elles occupent une surface beaucoup plus importante que des résistances.

Un étage à varactors MOS est identique au schéma de la Figure 2-20, il suffit de remplacer les varactors diodes par des varactors MOS.

Il y a trois paramètres principaux permettant de juger de la qualité de varactors. Ce sont :

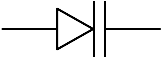

- le rapport  $C_{max}/C_{min}$
- le coefficient de qualité
- la linéarité de la caractéristique  $C(V)$

Le rapport  $C_{max}/C_{min}$  est plus grand pour les varactors MOS que pour les varactors diodes, et ce, quels que soient leurs modes de fonctionnement. Typiquement, un varactor MOS a un  $C_{max}/C_{min} \approx 3.3$  alors que le varactor diode a un  $C_{max}/C_{min} \approx 2$  [AND00]. Donc, pour couvrir une large bande de fréquence, on privilégiera les varactors MOS.

Le facteur de qualité est trop dépendant de la technologie et du layout 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.

La linéarité de la réponse des varactors MOS est moins bonne que celle des varactors diodes : 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.

**Tableau 2-1 : Comparaison des principaux paramètres des deux types de varactors**

Type de varactor Paramètres	Diode 	MOS 
$C_{max}/C_{min}$	-	+
Coefficient de qualité : $Q_v$	en fonction de la fréquence de fonctionnement	
linéarité	+	-

### 1.3.2. Varactors en HCMOS9

Compte tenu de la plage de fréquence à couvrir et de la faible excursion de tension de contrôle puisque le circuit doit fonctionner sous 1.2V, il est apparu que seul l'emploi des varactors MOS permettrait de répondre à ces exigences.

Parmi les deux modes de fonctionnement existants pour ce type de varactors, celui en Accumulation a été choisi car il présente l'avantage d'avoir un meilleur coefficient de qualité donc un bruit de phase plus faible notamment pour des grands offsets de fréquences autour de la porteuse [AND00].

Le cahier des charges des oscillateurs à réaliser dans cette technologie stipulait que le circuit devait être entièrement conçu avec l'option oxyde mince (20 Å). Mais la bibliothèque ne contenait que des varactors à oxyde épais. Il a donc fallu dessiner des varactors. Contrairement aux inductances, il y a peu de possibilités d'architectures pour les varactors. Il n'est possible de jouer que sur la largeur (W) et la longueur (L) du barreau d'oxyde le constituant. Un certain nombre de motifs avec des rapports W/L différents ont été envoyés en fabrication au tout début de la conception afin d'obtenir des résultats de mesures pour déterminer le meilleur compromis : Cmax/Cmin, Q, etc. et de pouvoir implanter le meilleur varactor dans les oscillateurs. Mais les résultats sont arrivés trop tard et il a fallu réaliser des varactors sans connaître leurs caractéristiques exactes mais dont le rapport W/L avait été choisi grâce à l'expérience de l'équipe de concepteurs dans laquelle s'est effectuée l'étude. L'optimisation du layout des varactors permet de voir qu'un matricage de petits varactors est meilleur que l'utilisation d'un seul plus gros. Le coefficient de qualité d'une matrice est meilleur que celui d'un seul varactor car les résistances de canal sont connectées en parallèle et donc leur valeur diminue.

Les varactors ainsi implantés sont composés de doigts de varactors unitaires de 14 fF mis en parallèle pour former des varactors de 100 fF, eux aussi connectés en parallèle pour obtenir des valeurs plus grandes.

Afin de simuler la couverture en fréquence des oscillateurs, il a fallu réaliser un modèle des varactors. Il a été déterminé à partir d'études préliminaires sur les varactors menées par le centre de recherche de STMicroelectronics. Ce modèle, réalisé en AHDL, est basé sur l'emploi d'une fonction sigmoïde décrivant la caractéristique C(V) du varactor (Eq. 2-8) et de la relation mathématique reliant le courant et la tension dans une capacité (Eq. 2-9).

$$C(V) = N \cdot \left( \frac{\alpha}{1 + \beta \cdot e^{\delta \cdot V + \epsilon}} + \phi \right) \quad \text{Eq. 2-8}$$

et

$$i = C \cdot \frac{\partial V}{\partial t} \Rightarrow i = \frac{\partial C(V) \cdot V}{\partial t} \quad \text{Eq. 2-9}$$

avec :

$\alpha, \beta, \delta, \varepsilon, \phi$  : les paramètres de la fonction décrivant la caractéristique  $C(V)$

$N$  : le nombre de varactors mis en parallèles

Le modèle AHDL complet est donné en Annexe A, paragraphe §1.

L'un des défauts de ce modèle est qu'il est mal modélisé d'un point de vue composants parasites et pas du tout modélisé en ce qui concerne son bruit propre notamment son bruit en  $1/f$ . Sa contribution au coefficient de qualité du résonateur ne peut être qu'approximative, malgré une complexification du modèle par des éléments électriques, comme montrée en Figure 2-24 ; ces composants parasites étant évalués à partir du layout.

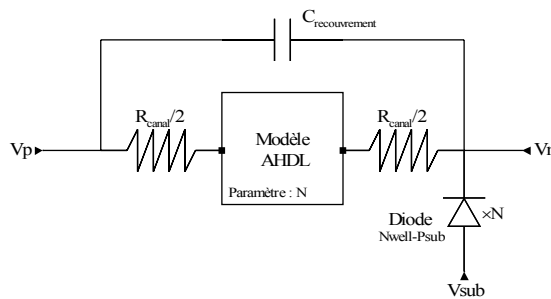


Figure 2-24 : Modèle utilisé pour le varactor

Les résistances  $R_{\text{canal}}$  modélisent la résistance distribuée dans le canal sous l'oxyde. La diode modélise celle présente entre le caisson et le substrat, elle est paramétrée par  $N$  pour tenir compte de l'augmentation de la surface du caisson lorsque l'on connecte  $N$  varactors en parallèle. La capacité  $C_{\text{recouvrement}}$  modélise la capacité existante dans les zones où le polysilicium recouvre les prises caisson (en anglais overlap).

### 1.3.3. Varactor en BiCMOS7RF

Dans cette technologie, le choix de travailler à très hautes fréquences a conduit à utiliser des varactors diodes pour privilégier les performances en bruit. La grande gamme de fréquence à couvrir (environ 2 GHz pour 1.7 V de tension de contrôle) n'aurait pas pu de toutes façons être couverte avec l'emploi de varactors MOS de façon satisfaisante, malgré leur plus grand  $C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$ . Un système de capacités est alors nécessaire pour couvrir toute la bande de fréquence.

Un des problèmes rencontrés lors de la conception de l'oscillateur a été de choisir la taille des varactors diodes. Lors de l'implantation du composant sur le schéma, la valeur

indiquée est la valeur pour une différence de potentiel égal à 0 V. Mais celle-ci est très différente de la valeur de ce varactor lorsqu'il fonctionne aux alentours de 8 GHz et ce à cause des différents composants parasites du modèle. De plus, l'excursion en capacité du varactor est aussi impactée. Il a donc fallu procéder par tâtons pour faire correspondre la valeur définie par le calcul et celle à implanter sur le schéma.

## 2. CONCEPTION DE VCO SOUS 1.2V

Réaliser des fonctions analogiques radiofréquences performantes en terme de bruit avec les nouvelles technologies est devenue très difficile et c'est un véritable défi du fait de la diminution des tensions d'alimentation. Pour les oscillateurs contrôlés en tension, l'enjeu est double. D'une part, il y a réduction du rapport signal sur bruit qui pénalise les performances en bruit de phase et, d'autre part, la plage de tension de contrôle se réduit alors que les gammes de fréquences s'élargissent pour couvrir les bandes de différents standards de télécommunication. Il faut donc trouver de nouvelles solutions de conception afin de résoudre ces problèmes.

Dans ce paragraphe, il sera tout d'abord présenté le cahier des charges du circuit. Puis une description des composants actifs utilisés sera faite. Le cœur des oscillateurs sera étudié ainsi que les difficultés rencontrées lors de leur conception. Afin de répondre aux problèmes rencontrés, il a été développé un nouveau système de polarisation des étages varactors qui permet d'obtenir une égalisation paramétrable du  $K_{vco}$ . Ce système (breveté) est décrit ainsi que les différents blocs effectuant les polarisations du circuit. Les mesures effectuées sur le circuit contenant les différents VCOs permettront de valider les différents points, idées et hypothèses mis en avant et permettront l'optimisation des performances, notamment la technique d'égalisation du  $K_{vco}$ .

### 2.1. Cahier des charges

Afin de se fixer des limites notamment vis à vis de la plage de fréquence à couvrir et de la consommation, il a été décidé de baser la conception des oscillateurs sur le standard Bluetooth

[BLU03]. Les différentes spécifications ont été fournies par une équipe de STMicroelectronics travaillant sur ce standard.

Les fréquences à couvrir vont de 2.4 GHz à 2.5 GHz, soit  $\pm 2\%$  de la fréquence centrale. Il faut tout de même tenir compte des dispersions liées aux variations de la technologie et aux variations de température que peut subir le circuit. Pour cela il faut augmenter la plage de fréquence de 30 % soit 15 MHz vers le bas et 15 MHz vers le haut. Les fréquences à couvrir iront donc de 2.385 GHz à 2.515 GHz.

Le budget consommation du cœur de l'oscillateur doit être inférieur à 1.5 mA.

Le bruit de phase a une contrainte unique, à un offset de 3 MHz de la porteuse, de -133 dBc/Hz sur toute la gamme de fréquence utile. Il n'y a pas de contrainte sur le bruit de phase pour de faibles offsets de fréquence car le bruit est contrôlé par la PLL dans la bande passante.

La sensibilité aux alimentations est un point important pour la conception de circuits destinés à équiper des produits mobiles. En effet, les appareils portatifs sont alimentés par des batteries qui se déchargent. Il faut malgré cela que le circuit fonctionne de manière identique. Il est donc important que le circuit soit insensibilisé aux variations de tension d'alimentation. Il n'a pas été fixé de valeur pour ce point mais il sera évalué et minimisé le plus possible.

## 2.2. Les composants actifs

Avant de décrire les oscillateurs en détail, voici une rapide présentation des composants actifs disponibles avec la technologie.

Plusieurs types de transistors sont présents dans la bibliothèque. Leurs structures privilégient soit la vitesse de commutation soit un faible courant de fuite, c'est à dire un faible bruit du composant. Il y a donc :

- les transistors HS (High Speed) dont la vitesse de commutation est très élevée avec cependant de très importants courants de fuites
- les transistors LL (Low Leakage) qui ont un courant de bruit faible
- les transistors ULL (Ultra Low Leakage) qui ont un courant de bruit très faible et donc une vitesse de commutation très lente.

Ainsi afin de ne dégrader ni la vitesse de commutation ni les courants de fuite de façon catastrophique, le circuit utilisera les transistors de type LL.

Les transistors NMOS ont la particularité de pouvoir être isolés dans un caisson propre, Figure 2-25. Il faut connecter le caisson à un potentiel différent de celui du substrat, le plus souvent la source du transistor. On se prémunit ainsi de l'effet substrat.

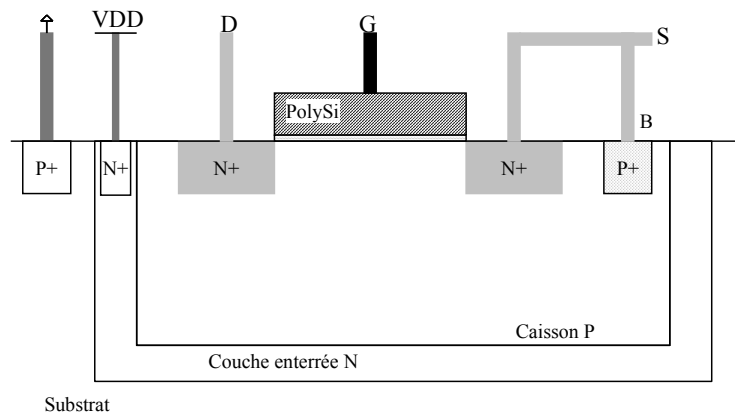


Figure 2-25 : Vue en coupe d'un transistor NMOS isolé

## 2.3. Conception

### 2.3.1. Deux structures de VCO

Deux structures d'oscillateurs LC différentiels ont été étudiées : la simple et la double paire croisée. Il s'est avéré très difficile de concevoir un oscillateur à double paire croisée ayant les mêmes performances que son homologue à simple paire croisée. Il a été tout de même décidé de l'implanter, d'une part pour évaluer les performances de la technologie et d'autre part pour effectuer une comparaison de cette structure avec l'état de l'art.

Deux oscillateurs de chaque type, soit quatre oscillateurs au total, ont été implantés, l'un avec un étage varactor classique et l'autre avec le nouveau système de polarisation. La comparaison et les conclusions à tirer quant à l'efficacité du système pourront être faites.

#### • Double paire croisée

Comme précisé précédemment, la conception de l'oscillateur double inverseur s'est avérée très difficile car sous 1.2 V, on ne peut empiler que deux ou trois  $V_T$  de transistor.

Il y a deux méthodes pour contrôler le courant circulant dans le cœur de cet oscillateur.

On peut insérer une source de courant dans la source des PMOS ou dans celle des NMOS, Figure 2-26 a) b), [HAJ99]. L'inconvénient est que le transistor de la source de

courant ( $M_s$ ) rentre en zone de fonctionnement ohmique lorsque l'amplitude du signal sur les branches de sorties devient trop grande. La solution consisterait à diminuer l'amplitude du signal mais le bruit de phase serait alors dégradé de façon trop importante.

La seconde solution consiste à contrôler le courant en agissant sur les grilles des transistors, Figure 2-26 c). Mais le contrôle doit être effectué simultanément sur les grilles des deux étages (PMOS et NMOS). Le montage devient alors très complexe à réaliser puisqu'il faut indexer chaque tension de contrôle de grille par rapport à la masse pour ce qui est de l'étage NMOS et par rapport à la tension d'alimentation positive pour l'étage PMOS. La difficulté, outre la réalisation de la fonction elle-même, est de stabiliser la boucle de contrôle de courant du circuit. De plus, le bruit généré par cette boucle est réinjecté dans le cœur de l'oscillateur et est converti de différentes façons suivant la méthode de contrôle choisie, ce qui va dégrader le bruit de phase.

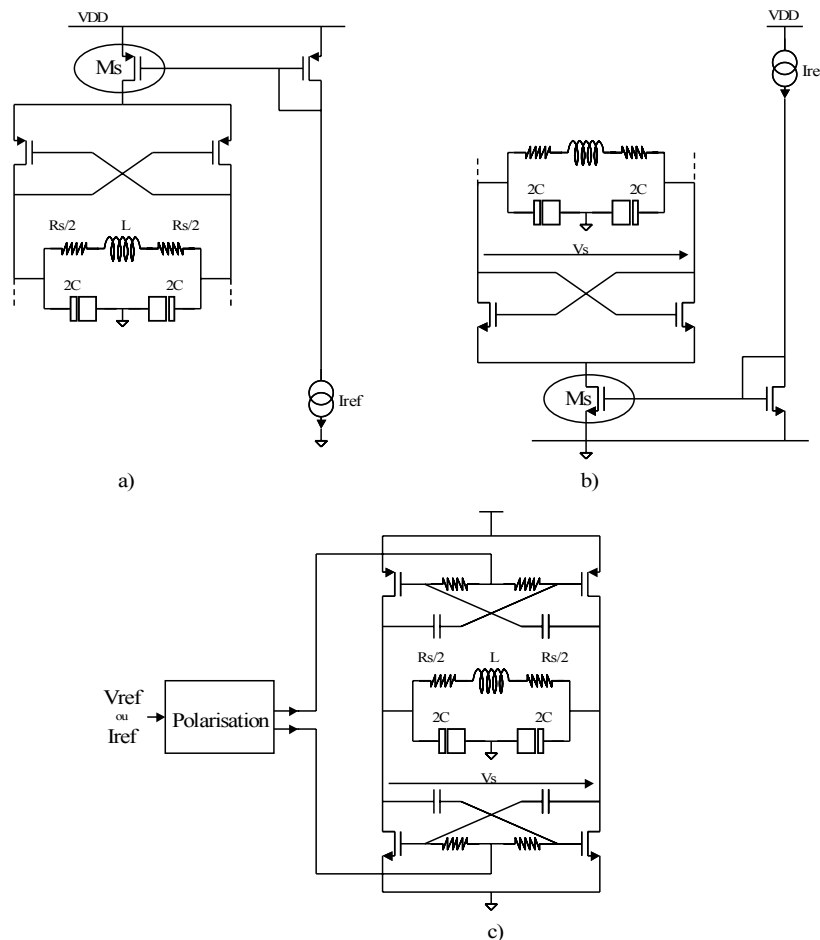


Figure 2-26 : Schémas des différentes méthodes de contrôle du courant, par les sources a), b) et par les grilles c)



Puisque aucune solution de polarisation n'a été trouvée, il a donc été décidé d'implanter ces VCOs sans système de polarisation. La consommation n'est définie que par la tension d'alimentation et les pertes complètes de l'oscillateur.

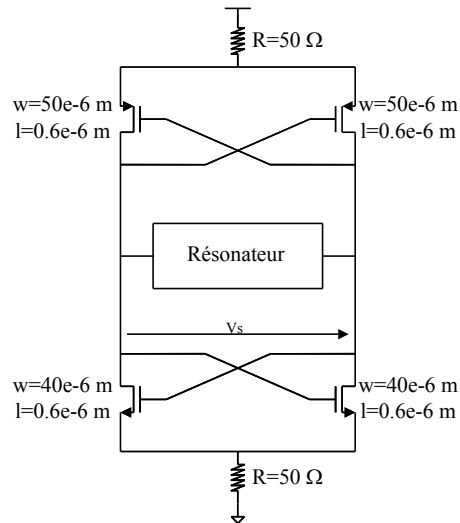


Figure 2-27 : Schéma détaillé des VCOs double paire croisée

Les tailles des transistors ont été choisies par simulation tout en gardant à l'esprit certaines règles. Plus le transistor est petit, plus sa vitesse de commutation sera élevée et donc le temps d'injection de bruit dans le circuit sera court. Cependant, plus le transistor est grand plus son bruit (en  $1/f$  notamment) est faible. Il faut donc trouver le meilleur compromis entre ces deux points.

La présence des résistances  $50 \Omega$  permet d'améliorer le blocage des transistors NMOS ou PMOS, en augmentant, pour les NMOS, la tension de source et ainsi en réduisant la tension VGS. Un meilleur blocage des transistors entraîne un meilleur bruit de phase, par réduction du temps d'injection de bruit.

Deux VCOs ont été implantés chacun avec un résonateur différent. Le premier résonateur est de conception classique et le second, grâce à une mise en parallèle de plusieurs étages de varactors polarisés à différentes valeurs, permet d'obtenir un  $K_{vco}$  quasi-constant sur la plage de tension de contrôle. Des détails sur l'architecture des résonateurs seront donnés dans le paragraphe §2.3.2. Mais on peut toutefois parler du choix à faire entre la valeur des varactors et la valeur des capacités de découplage (connectées en série avec les varactors). Le choix du rapport s'est fait grâce au modèle de la feuille de calcul Mathcad de l'Annexe A, paragraphe §2. Suivant le choix opéré, la couverture de bande est identique mais la forme du  $K_{vco}$  change. En effet, suivant le rapport entre ces deux valeurs, l'effet variable amené par les varactors est atténué par division capacitive.

La consommation simulée avec SpectreRF pour le cœur des deux VCOs est de 1 mA pour une tension de 850 mV d'amplitude différentielle aux bornes de l'oscillateur. Le bruit de phase pour chaque VCO (avec et sans l'égalisation du  $K_{vco}$ ) est présenté en Figure 2-28, avec le bruit du VCO classique en pointillés et le bruit du VCO à  $K_{vco}$  égalisé en trait plein. Ce résultat a été simulé à  $V_{contrôle} = 0.6$  V (soit en milieu de bande) ce qui correspond à une fréquence d'environ 2.47 GHz. Le bruit de phase à 3 MHz d'offset est de  $-127.2$  dBc/Hz pour le VCO conventionnel et de  $-127$  dBc/Hz pour le VCO à égalisation.

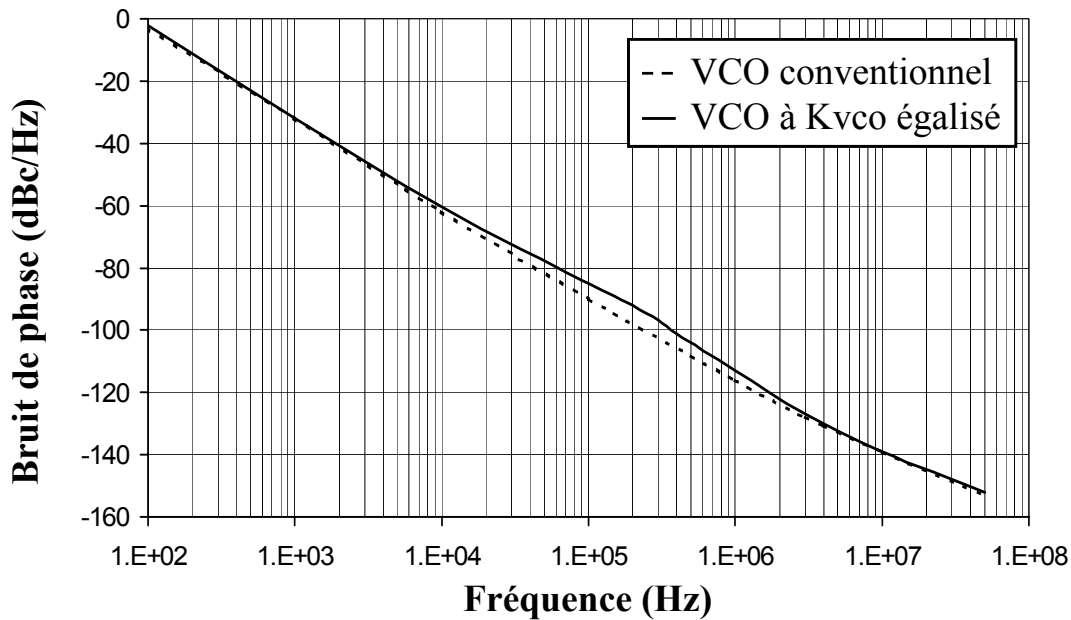


Figure 2-28 : Comparaison des bruits de phase des 2 VCOs à double paire croisée à  $V_{contrôle}=0.6$  V (2.47 GHz)

Il est à noter que dans le cas du VCO conventionnel, le fait de se placer à  $V_{contrôle}=0.6$  V est le cas le plus défavorable comme nous le verrons par la suite.

Les principaux contributeurs au bruit de phase à 3 MHz pour le VCO conventionnel sont :

- le circuit de polarisation des varactors : 24 %
- les résistances de polarisation des varactors : 20 %
- les transistors NMOS du circuit d'entretien : 17 %

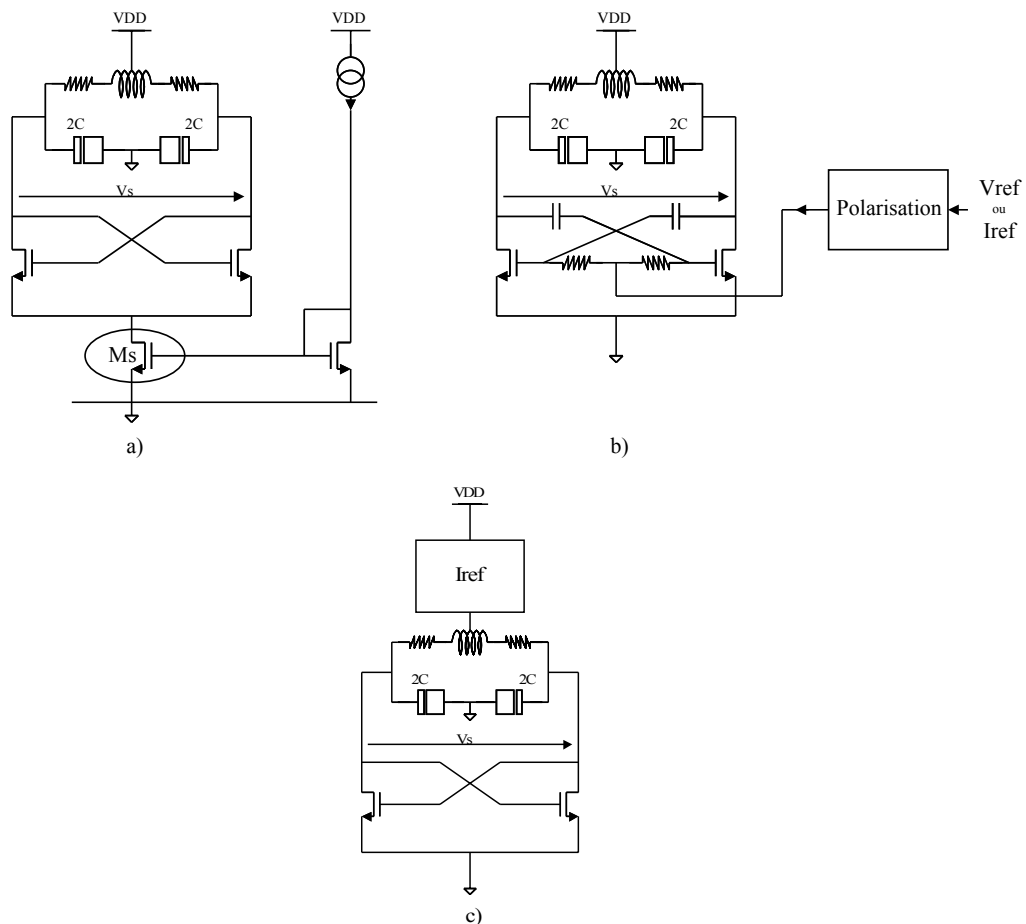
Les principaux contributeurs au bruit de phase à 3 MHz pour le VCO à égalisation de  $K_{vco}$  :

- le circuit de polarisation des varactors : 33 %
- les résistances de polarisation des varactors : 22 %
- les transistors NMOS du circuit d'entretien : 13 %

### • Simple paire croisée

Le circuit d'entretien peut être constitué soit de transistors NMOS soit de transistors PMOS. Après étude, 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. 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.

Pour ce type d'oscillateur, le fait qu'il n'y ait qu'un  $V_T$  de transistor dans le circuit d'entretien autorise l'utilisation d'un circuit de contrôle de courant. Ce dernier peut être effectué soit par la source des transistors NMOS, soit par la grille des transistors, soit par le point milieu de la self.



**Figure 2-29 : Schémas des différentes méthodes de contrôle du courant, par les sources a), par les grilles b) et par le point milieu de l'inductance c)**

L'utilisation de la source de courant au niveau des sources des transistors (Figure 2-29-a)) comme circuit de polarisation a l'inconvénient d'injecter trop de bruit dans le cœur du VCO. Notons qu'il est possible d'utiliser ce principe de polarisation pour alimenter le point

milieu de l'inductance du résonateur. L'élaboration d'un circuit permettant le contrôle de la tension de grille (Figure 2-29-b) n'a pas abouti, malgré de nombreux essais de schémas, à une structure qui ne dégraderait pas le bruit de phase de manière trop significative. Ces recherches ont tout de même permis de s'apercevoir que sous 1.2 V, le circuit le plus simple, c'est à dire celui avec le moins de boucle de contrôle et le moins de composants, est de loin le plus efficace et le moins bruyant. Les composants actifs sont relativement bruyants, l'augmentation de leur nombre dans une même fonction a tendance à en augmenter le bruit. C'est donc la troisième solution, alimentation par le point milieu de la self, qui a été choisie.

Les mêmes remarques peuvent être faites pour la conception de ces VCOs que pour celle des VCOs à double paire croisée. La valeur de la résistance entre le nœud commun des sources et la masse est différente et a été optimisée par rapport à la taille des transistors. Le schéma détaillé avec les tailles des transistors du circuit d'entretien est présenté en Figure 2-30.

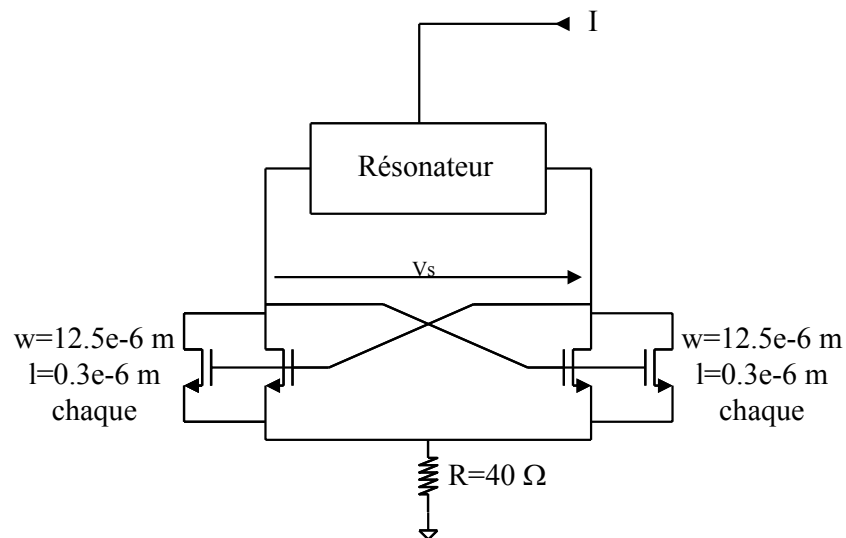


Figure 2-30 : Schéma détaillé des VCOs simple paire croisée

La consommation, simulée avec SpectreRF, du cœur des VCOs est de 1.45 mA pour une tension en sortie d'oscillateurs de 750mV d'amplitude différentielle pour le VCO conventionnel et de 550 mV pour le VCO à égalisation. Le bruit de phase pour chaque VCO (avec et sans l'égalisation du  $K_{vco}$ ) est présenté en Figure 2-31. Comme pour les VCOs à double paire croisée, ce résultat a été simulé à  $V_{contrôle} = 0.6$  V (soit en milieu de bande) ce qui correspond à une fréquence d'environ 2.48 GHz. Le bruit de phase à 3 MHz d'offset est de  $-127.3$  dBc/Hz pour le VCO conventionnel et de  $-126.2$  dBc/Hz pour le VCO à égalisation.

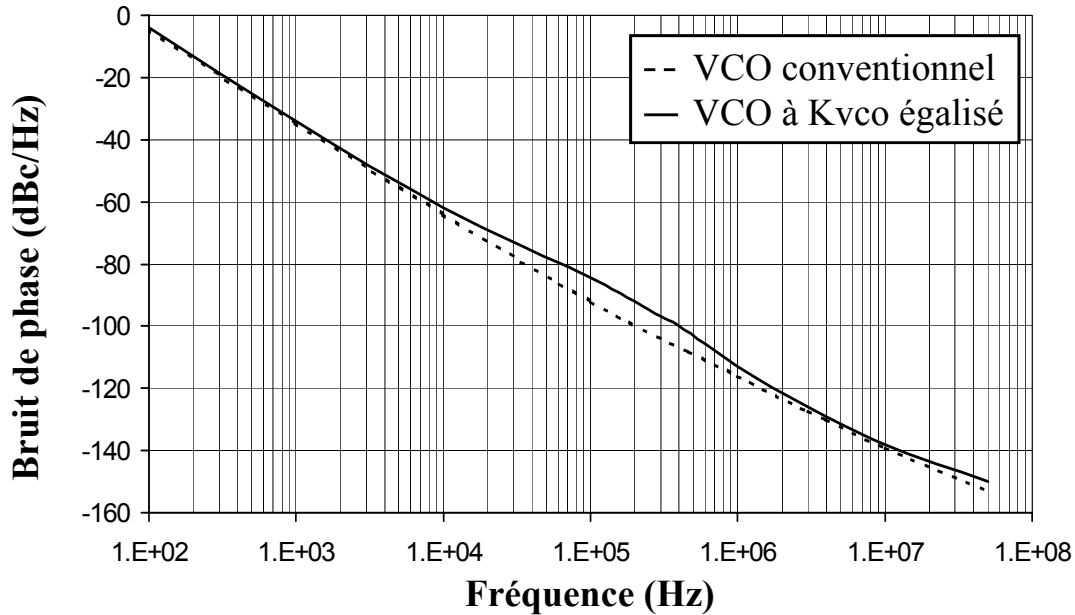


Figure 2-31 : Comparaison des bruits de phase des 2 VCOs à simple paire croisée à  $V_{\text{contrôle}}=0.6 \text{ V}$  (2.47 GHz)

Les principaux contributeurs au bruit de phase à 3 MHz pour le VCO conventionnel sont :

- le circuit de polarisation des varactors : 29 %
- les transistors NMOS du circuit d'entretien : 20 %
- les résistances de pertes de l'inductance : 14 %

Les principaux contributeurs au bruit de phase à 3 MHz pour le VCO à égalisation de  $K_{vco}$  :

- les résistances de polarisation des varactors : 39 %
- le circuit de polarisation des varactors : 25 %
- les transistors NMOS du circuit d'entretien : 7 %

### 2.3.2. Présentation de l'égalisation du $K_{vco}$

Lors des simulations de bruit de phase, il est apparu que celui-ci n'était pas constant sur toute la bande de fréquence. Ce phénomène est d'autant plus évident pour des offsets de fréquence grands. Si on regarde le bruit de phase à 3 MHz en faisant varier la tension de contrôle, il apparaît que le bruit suit presque la même courbe que celle du  $K_{vco}$ , Figure 2-32.

On voit que le gain du VCO est concentré autour de la tension de polarisation des varactors. L'idée a donc consisté à répartir le  $K_{vco}$  sur toute la plage de tension afin de réduire la valeur maximum.

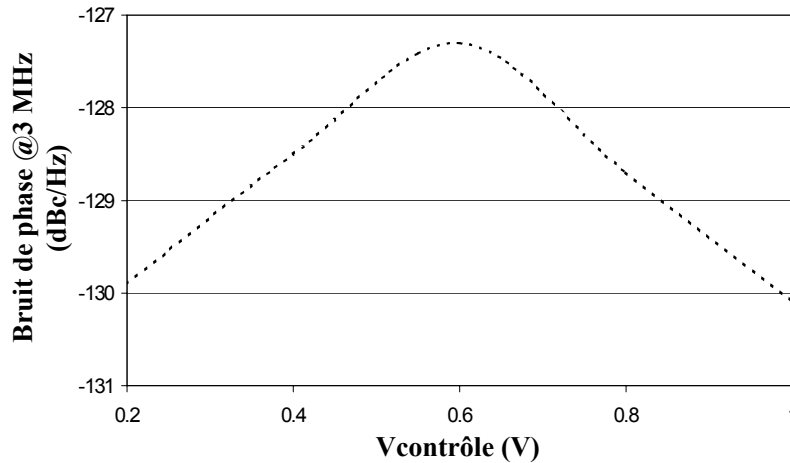


Figure 2-32 : Bruit de phase à 3 MHz en fonction de la tension de contrôle pour les VCOs simple paire croisée sans égalisation (pointillés)

#### • Description

Si le  $K_{vco}$  est maximum autour de la tension de polarisation, c'est que c'est autour de cette tension que les varactors ont leur zone de transition entre les valeurs minimum et maximum. Si on souhaite changer la forme du  $K_{vco}$ , il faut agir sur la polarisation des varactors et répartir leur variation sur toute la plage de tension de contrôle. Pour cela, plusieurs étages contenant les varactors sont implémentés en parallèle et chaque étage est polarisé par une tension différente :  $V_{pol\_i}$ , Figure 2-33. On va ainsi activer la partie de forte variation des varactors pour des tensions de contrôle différentes, le  $K_{vco}$  sera donc distribué, [MIR04], [DIV04].

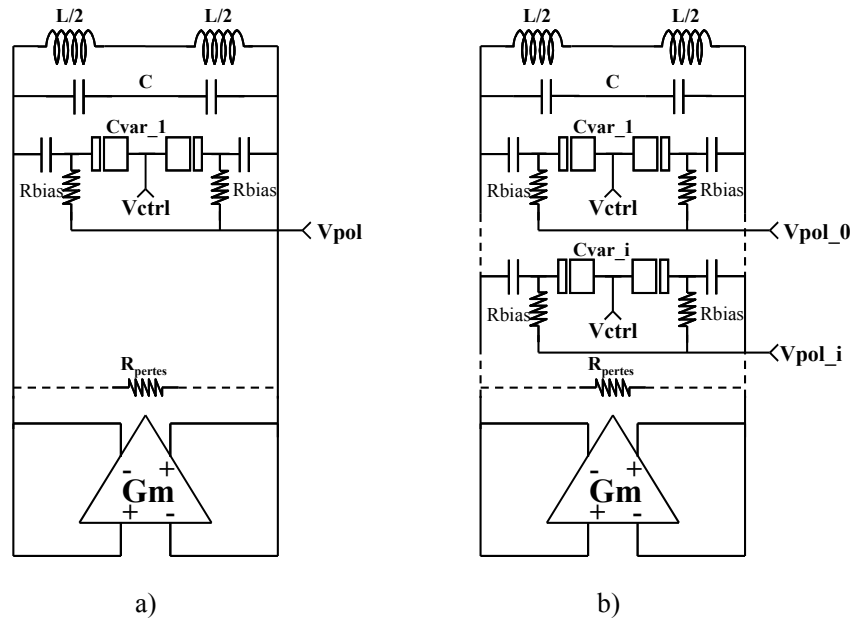
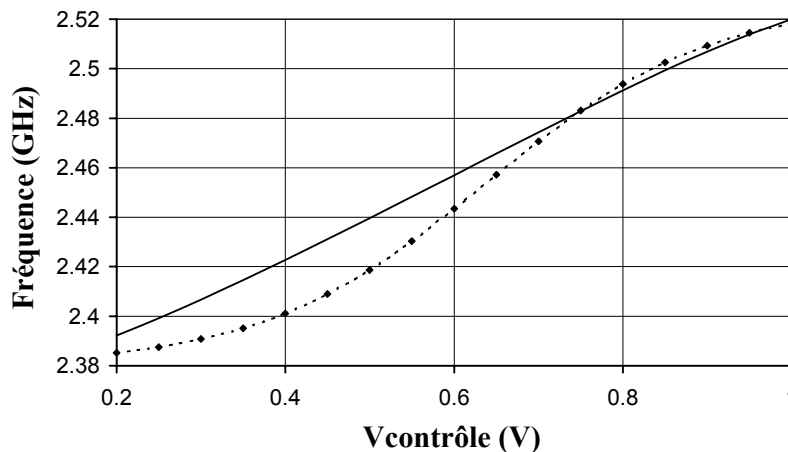


Figure 2-33 : Schéma de l'oscillateur conventionnel a) et à égalisation de Kvco b)

Cette nouvelle structure nécessite de recalculer l'ensemble des capacités du résonateur, par rapport au schéma classique non-égalisé, pour couvrir la même bande de fréquence. Pour cela un modèle mathématique a été mis au point afin de calculer la réponse en fréquence ainsi que le Kvco de l'oscillateur. Le détail de ce modèle est présenté en Annexe A, paragraphe §2. Les résultats de ce calcul sont présentés de façon graphique à la Figure 2-34. On peut ainsi comparer les réponses en fréquence ainsi que le Kvco issu des deux méthodes de conception.



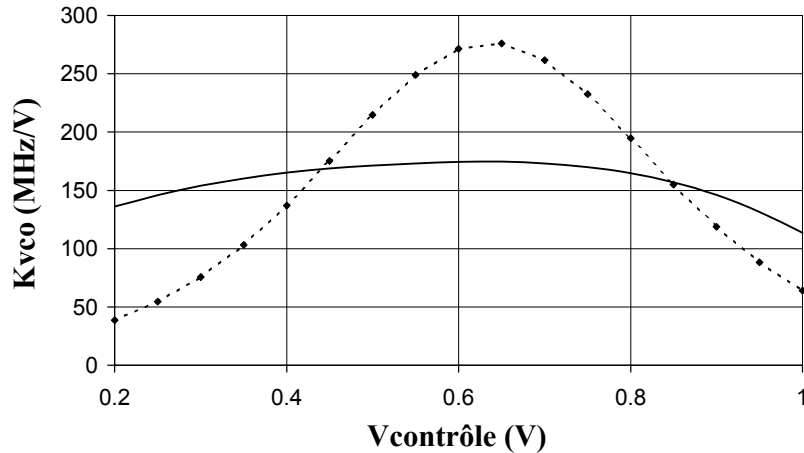


Figure 2-34 : Comparaison des calculs de fréquence et de  $K_{vco}$  pour les VCOs sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein)

De plus, le système étant moins sensible au bruit, le  $K_{vco}$  amplifie de manière constante et plus faiblement les bruits venant des polarisations. Le bruit de phase, dépendant du  $K_{vco}$ , sera lui aussi constant sur la bande. En diminuant cette sensibilité au bruit des polarisations, on peut remplacer les inductances de polarisations par des résistances ( $R_{pol}$ ) diminuant ainsi fortement la surface du circuit.

Pour nos VCOs (double ou simple paire croisée), il a été décidé d'implanter un système d'égalisation du  $K_{vco}$  à 4 étages de varactors.

#### • Avantages

D'un point de vue purement de l'application, le premier avantage de cette méthode est l'augmentation de la linéarité de la plage d'accord. On peut observer, sur le graphique de calcul de fréquence de la Figure 2-34, que la plage linéaire d'accord a en effet doublé, passant de 300 mV dans le cas du VCO sans système d'égalisation à 600 mV pour le VCO à égalisation de  $K_{vco}$ . Cette constance dans l'évolution de la fréquence par rapport à la tension de contrôle, ce qui se traduit par un  $K_{vco}$  constant, est un atout très important lorsqu'il s'agit d'inclure le VCO dans une boucle à verrouillage de phase, Figure 2-35.



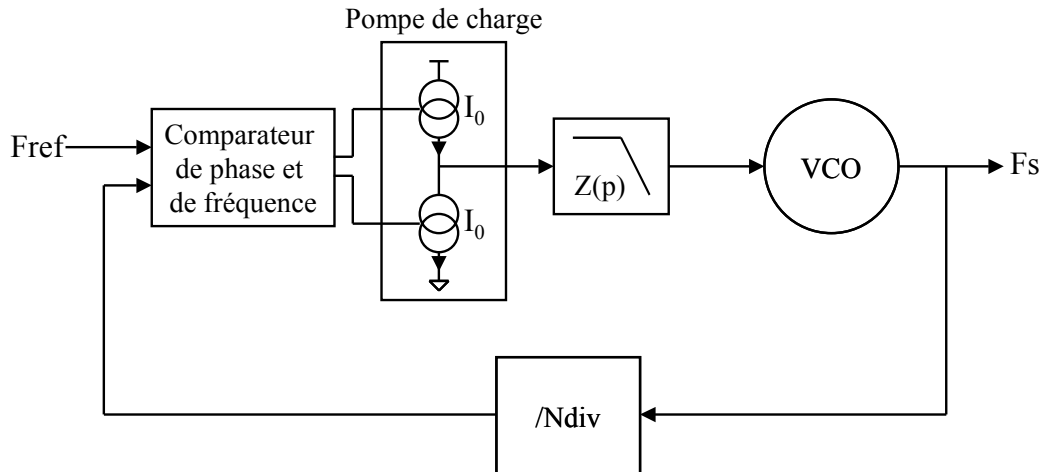


Figure 2-35 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase

L'équation définissant le gain en boucle ouverte d'une PLL, [CAM02], permet de vérifier l'intérêt d'avoir un  $K_{vco}$  à gain constant :

$$G_{OL}(p) = \frac{I_0}{2\pi} \times Z(p) \times \frac{K_{vco}}{p} \times \frac{1}{Ndiv} \quad \text{Eq. 2-10}$$

avec :

$I_0$  : le courant délivré par la pompe de charge

$Z(p)$  : l'impédance du filtre de boucle

$Ndiv$  : la valeur du coefficient de division de la boucle de retour

Il apparaît évident que si la valeur du  $K_{vco}$  est quasi-constante sur toute la plage d'accord, il sera plus facile de choisir les valeurs des autres paramètres de l'équation afin d'obtenir un gain de boucle ouverte satisfaisant les conditions de stabilité des systèmes bouclés.

Cependant, il apparaît qu'un autre paramètre de l'équation varie de façon significative. Il s'agit du rang de division de la boucle, qui permet de faire varier la fréquence de sortie de la PLL. La relation liant la fréquence de sortie ( $F_s$ ) à la fréquence de référence ( $F_{ref}$ ) est décrite par :

$$F_s = Ndiv \times F_{ref} \quad \text{Eq. 2-11}$$

Pour augmenter la fréquence de sortie, il faut donc augmenter  $Ndiv$  et inversement. Donc le gain en boucle ouverte n'est pas constant sur toute la plage de fonctionnement de la PLL. Il peut ainsi résulter des instabilités de la boucle et des problèmes de convergence. Il est alors possible de concevoir un VCO dont la valeur du  $K_{vco}$  permettrait de compenser les variations du rang de division de la boucle. Il faut ainsi pour obtenir un rapport  $K_{vco}/Ndiv$  constant que

le  $K_{vco}$  soit faible en bas de bande (pour  $N_{div}$  faible) et plus élevé en haut de bande (pour  $N_{div}$  grand), ce qui peut être illustré par le graphique suivant (Figure 2-36) :

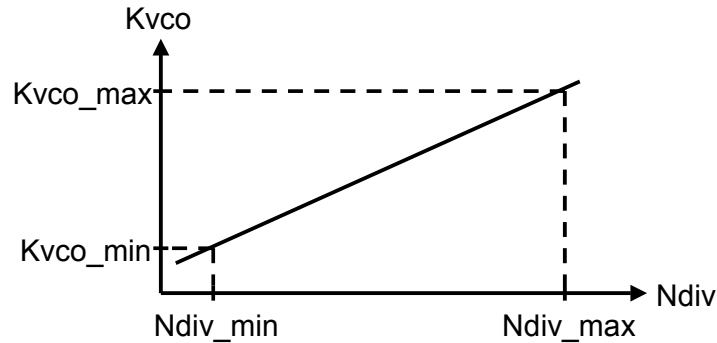


Figure 2-36 : Forme du  $K_{vco}$  pour gain de boucle constant

Pour obtenir un  $K_{vco}$  ayant cette forme de réponse, il est nécessaire de reprendre le calcul de la réponse en fréquence du VCO et en changeant les paramètres :

- le nombre d'étages varactors mis en parallèle
- le nombre de varactors de chaque étage. Il peut être différent d'un étage à l'autre
- les différentes tensions polarisant les étages

Outre une meilleure stabilité de la boucle, un gain de boucle ouverte constant assure un meilleur temps de convergence de la PLL et un bruit de phase intégré meilleur.

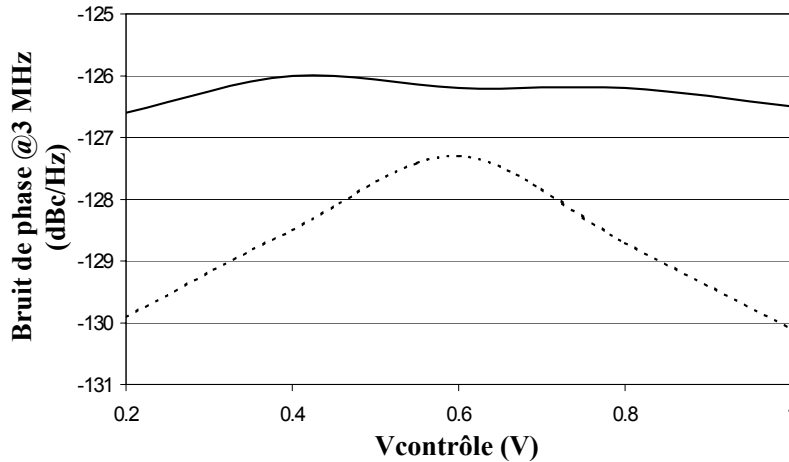
Du point de vue des performances, un  $K_{vco}$  constant et réduit est un atout pour les VCOs.

Le  $K_{vco}$  étant par définition le gain liant la tension et la fréquence, une réduction de ce gain permet de réduire l'impact d'une variation de tension parasite de l'alimentation sur la fréquence. En effet, si on constate des perturbations relativement basses en fréquence (inférieures à 1 MHz), la polarisation du VCO va se trouver modifiée, entraînant un changement de la polarisation des varactors, donc une modification de la fréquence proportionnelle au  $K_{vco}$ . Si le  $K_{vco}$  est faible, l'impact sera faible également, d'où une meilleure réjection d'alimentation :  $K_{VDD}$  plus faible, avec :

$$K_{VDD} = \frac{\Delta F}{\Delta V_{\text{alimentation}}} \quad \text{Eq. 2-12}$$

Le  $K_{vco}$  participe à la création du bruit de phase par des mécanismes de conversion du bruit d'amplitude en bruit de phase appelée conversion AM/PM, voir Chapitre 3 paragraphe §3.1. Un  $K_{vco}$  constant permet d'obtenir une amplification constante des différents bruits provenant du circuit et donc une meilleure connaissance du comportement du circuit. La relation entre le  $K_{vco}$  et le bruit devient évidente lorsque l'on compare les graphiques de

$K_{vco}$  et les graphiques de bruit de phase en fonction de la tension de contrôle, Figure 2-37, pour le VCO à simple paire croisée.



**Figure 2-37 : Bruit de phase à 3 MHz en fonction de la tension de contrôle pour les VCOs simple paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein)**

Remarque : la relation entre la forme du  $K_{vco}$  et celle du bruit de phase est identique pour les VCOs à base de double paire croisée.

Cette réduction de l'amplification des bruits du circuit a une autre incidence sur la conception du circuit. Il devient envisageable de remplacer les inductances servant à polariser les varactors par de simples résistances, certes plus bruyantes mais dont l'encombrement sur le silicium est considérablement plus faible. Il faut tout de même étudier l'impact sur les performances en bruit de phase de ce changement. Il convient de trouver le meilleur compromis entre la dégradation du coefficient de qualité du résonateur pour de faibles valeurs de résistances de polarisation et le bruit blanc injecté dans le résonateur si la résistance a une valeur trop élevée.

#### • Inconvénients

L'inconvénient majeur rencontré lors de la réalisation du VCO à système d'égalisation est la polarisation des varactors et, plus particulièrement, le bruit généré par cette polarisation. En effet, il est assez difficile de concevoir sous 1.2 V un circuit de polarisation capable de fournir plusieurs tensions et faisant le même bruit qu'un circuit à sortie unique. Le bruit généré dans ce circuit est ensuite amplifié par le  $K_{vco}$  et transformé en bruit de phase et malgré la plus faible valeur de  $K_{vco}$ , il est nécessaire d'avoir une source très peu bruyante. Il

faut alors pour réduire au maximum le bruit de ce circuit augmenter sa consommation et aussi la taille de certains transistors, capacités de filtrage, etc.

En résumé, la polarisation implique une surconsommation du circuit et une légère (par rapport à l'encombrement d'un VCO et surtout de l'inductance du résonateur) augmentation de surface.

### 2.3.3. Description des différentes polarisations implantées

Comme il a été cité précédemment à divers endroits, la polarisation des circuits est un enjeu très important dès lors que l'on diminue la tension d'alimentation jusqu'à ne plus pouvoir empiler que 2 ou 3 transistors, comme c'est le cas dans cette technologie alimentée par 1.2 V.

Il va tout d'abord être question des sources de courant polarisant les cœurs de certains des VCOs et des circuits polarisant les varactors.

#### • Source de courant des VCOs

Il a été choisi de polariser le VCO à simple paire croisée par un circuit fournissant un courant constant, mais qui ne soit pas une recopie par miroir de courant d'une source de courant, ce dernier système étant trop bruyant. La solution choisie est celle de la Figure 2-38 :

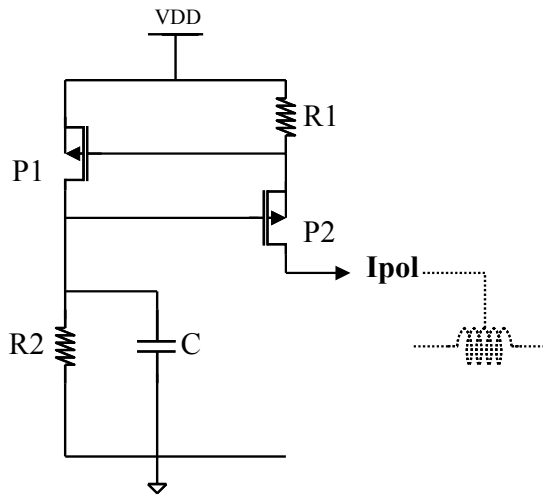


Figure 2-38 : Schéma de la source de courant des VCOs simple paire croisée

La sortie Ipol est connectée au point milieu de l'inductance. La valeur du courant fourni est donnée par :

$$I_{pol} = \frac{V_{TP1}}{R1} \quad \text{Eq. 2-13}$$

La capacité C assure la stabilisation de l'étage amplificateur composé de P1 et de R2.

C'est un circuit très simple qui consomme  $250 \mu\text{A}$  dans la branche contenant P1 et qui débite un courant constant de  $I_{\text{pol}}=1.2 \text{ mA}$ . Le transistor P2 est un transistor de grande taille :  $L=0.5 \mu\text{m}$  et  $W=2000 \mu\text{m}$ , afin de pouvoir fournir un fort courant et de réduire le  $V_{\text{Dsat}}$ , ce qui a pour conséquence d'augmenter l'excursion de tension de la tension de drain de P2.

L'inconvénient majeur de cette solution de polarisation est qu'elle impose une limitation sur la valeur de l'amplitude du VCO. Il est en effet impératif d'empêcher le transistor P2 de rentrer dans sa zone ohmique. La tension maximale à ce nœud est d'environ 900 mV. Or une maximisation de l'amplitude est nécessaire pour obtenir les meilleures performances en bruit de phase. De plus si le transistor est dans la zone ohmique, il a un comportement de type résistif, ce qui dégrade la réjection d'alimentation, puisque le point milieu n'est plus isolé de l'alimentation. Il va donc falloir trouver un compromis entre bruit de phase et réjection d'alimentation.

#### • Polarisation des varactors

C'est véritablement le point le plus contraignant et limitant dans la réalisation et les performances du circuit contenant l'égalisation du  $K_{\text{vco}}$ .

#### Polarisation simple

Le schéma Figure 2-39 est celui de la polarisation à sortie unique utilisée pour les VCOs sans système d'égalisation du  $K_{\text{vco}}$ .

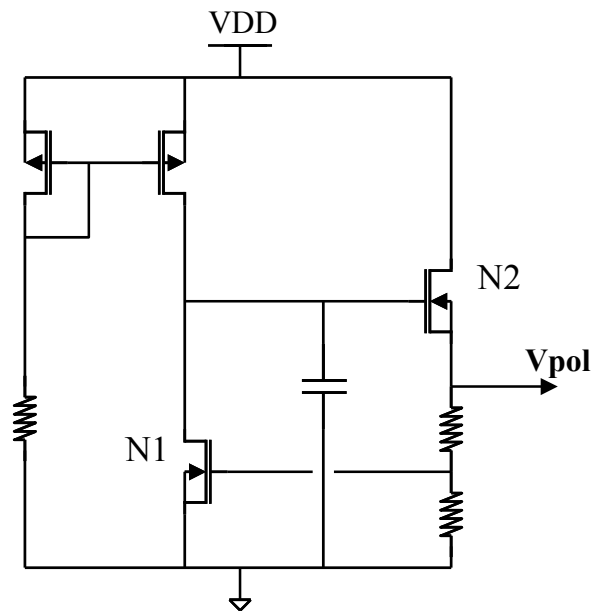


Figure 2-39 : Schéma du circuit de polarisation des varactors, à sortie unique pour VCO conventionnel

Le principe de fonctionnement de ce générateur repose sur la tension de seuil ( $V_T$ ) du transistor N1. Ce dernier assure aussi le rôle d'amplificateur fournissant le gain de boucle. Le transistor N2 sert de contre-réaction et permet de fournir le courant à la charge sans modification des tensions aux bornes des résistances.

Les choix faits pour ce circuit ont privilégié les performances en bruit pour limiter son injection dans le cœur du résonateur. Après de nombreux essais, il s'est avéré que le schéma le plus simple offrait les meilleurs compromis envisageables, à tout point de vue.

Il a été choisi de fixer la tension de sortie à 450 mV, ainsi la caractéristique des varactors est centrée au milieu de la plage d'accord :  $450+150 = 600$  mV. Les 150 mV correspondent à l'écart entre la tension correspondant au milieu de la caractéristique et le point  $V_{BG}=0$ .

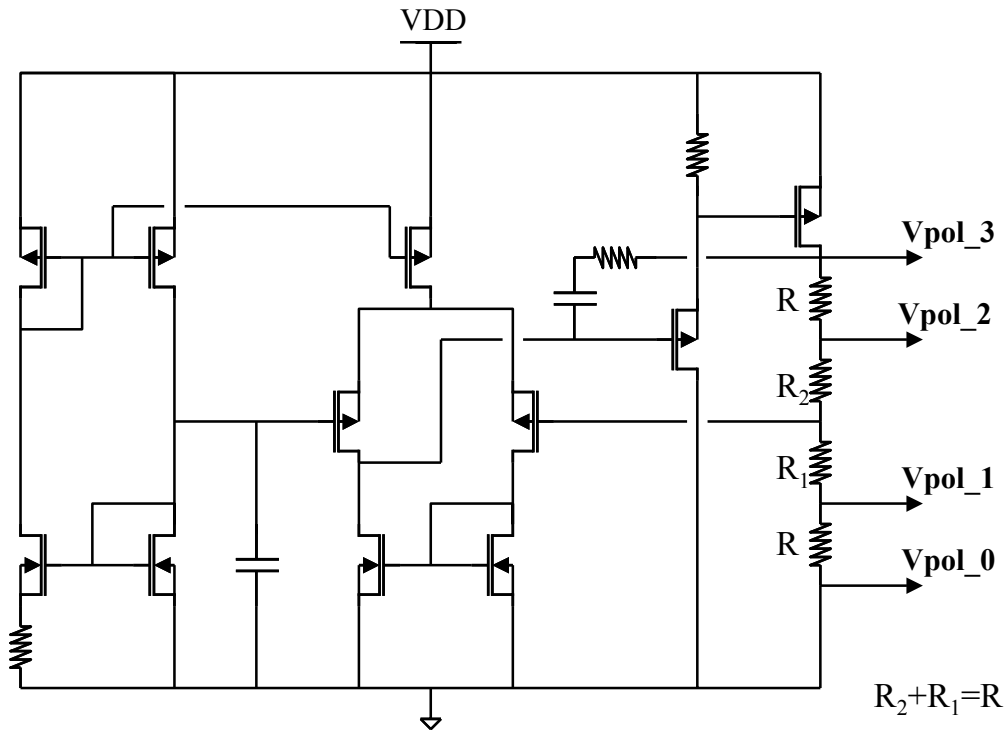
La consommation typique de ce bloc est de 560  $\mu$ A.

Le graphique de la Figure 2-41, trait plein, illustre le niveau de bruit en sortie de circuit en fonction de la fréquence. Notre point critique pour le bruit de phase se situe à 3 MHz d'offset : à cette fréquence le bruit en sortie de circuit est de 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

#### Polarisation multiple pour système d'égalisation

Pour réaliser le circuit de polarisation à sorties multiples, il n'a pas été possible de réutiliser le schéma de la polarisation unique, pour des raisons de désaturation de transistors. Les tensions à fournir données par la feuille de calcul du modèle (Annexe A paragraphe §2) étant incompatibles avec la structure, il a donc fallu concevoir un nouveau circuit.

Il est basé sur la transposition d'un générateur PTAT (Proportional To Absolute Temperature) bipolaire en MOS, de façon à avoir une dépendance du courant vis à vis de la température. La tension est ensuite amplifiée (d'un facteur 1) afin de l'isoler de la charge puis « distribuée » à travers un pont de résistances pour fournir la polarisation aux quatre étages de varactors.



**Figure 2-40 : Schéma du générateur PTAT des tensions de polarisation multiples des varactors pour VCO à égalisation de  $K_{vc0}$**

La consommation du circuit est de 1.23 mA, soit environ le double de celle du circuit à sortie unique.

Les tensions de sorties sont 0 V, 255 mV, 510 mV, 765 mV, respectivement de Vpol\_0 à Vpol\_3.

Le bruit en sortie est représenté à la Figure 2-41, en pointillés. A 3MHz d'offset, le bruit en sortie de Vpol\_3 est de  $7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  : c'est la sortie la plus bruyante des 4 disponibles. Le bruit est plus important que pour le circuit à sortie unique. Il faudra donc s'attendre à des performances en bruit de phase moins bonnes pour ce circuit. La dégradation est d'ailleurs visible sur la courbe de bruit de phase de la Figure 2-31. Pour le circuit à égalisation, on voit aux alentours de 1MHz d'offset une remontée du bruit, celle-ci correspond à la remontée du bruit du circuit de polarisation qui est juste filtré autour de cette fréquence. Pour pouvoir rivaliser avec les performances du VCO sans égalisation, le prix à payer tant au niveau de la consommation que de la surface de silicium utilisée est plus important. Une amélioration des performances passerait éventuellement par une autre architecture de circuit de polarisation.

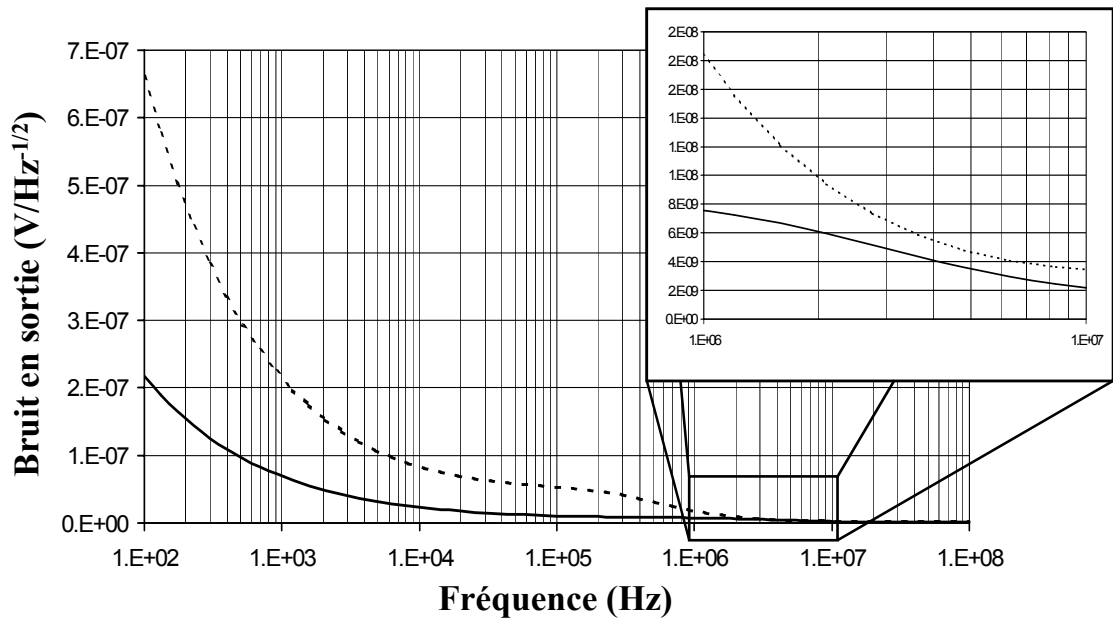


Figure 2-41 : Bruit en sortie de circuits de polarisations unique (trait plein), multiple (pointillés)

Il a été énoncé précédemment que le fait d'avoir un plus faible  $K_{vco}$  permettait l'usage de résistances pour polariser les varactors plutôt que des inductances. Dans le but de pouvoir comparer les performances entre VCOs avec et sans égalisation de  $K_{vco}$  et de mieux cerner les points à améliorer, il a été décidé d'utiliser, dans chaque cas, des résistances. Ceci a pour conséquence notamment de dégrader les performances du VCO sans égalisation qui ne seront pas au meilleur niveau de ce que nous aurait permis la technologie.

#### 2.3.4. Layout des VCOs

Les layouts des quatre VCOs sont très proches les uns des autres. Ils ont été faits pour être les plus compacts possibles, de façon à minimiser les résistances dues aux fils de connexions. Les layouts étant très proches, il ne sera montré en annexe que les deux types de résonateurs, c'est à dire résonateur conventionnel et résonateur à égalisation de  $K_{vco}$ , Annexe A paragraphe §3. On pourra ainsi observer la mise en œuvre des différents étages conduisant à l'égalisation du  $K_{vco}$ .

Un point critique aussi pour le layout des oscillateurs est la présence de boucles constituées par des anneaux de métaux. L'effet principal est la création d'un secondaire de transformateur en court-circuit qui absorbe l'énergie magnétique de l'inductance. Un second effet est que ces anneaux forment des inductances parasites qui peuvent se mettre en résonance avec les capacités du résonateur pour former un oscillateur parasite. Les



conséquences peuvent être diverses : accrochage entre les deux VCOs d'où dégradation des performances, surconsommation en courant du cœur de l'oscillateur, etc. Le phénomène peut aussi être négligeable et indétectable.

Sur le schéma de la Figure 2-30, il apparaît que les transistors du circuit d'entretien sont « doublés ». Cela permet de montrer que sur le layout, il n'a pas été implanté deux transistors de 25/0.3  $\mu\text{m}$  mais quatre transistors de 12.5/0.3  $\mu\text{m}$ . Cette astuce permet une meilleure symétrie du circuit car il n'y a plus un croisement de fil mais deux. On peut alors réaliser des croisements complémentaires afin que chaque « demi-circuit » voie les mêmes longueurs de fils. En effet, une légère dissymétrie sur le layout peut engendrer des déphasages entre les signaux, qui ne sont alors plus en opposition de phase, entraînant des remontées du niveau des harmoniques paires, une dégradation du bruit, etc. comme cela sera montré au Chapitre 3 paragraphe §2.1.2.

## 2.4. Mesures des VCOs

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  $K_{vco}$ , le bruit de phase et le pushing (sensibilité aux alimentations ou  $K_{VDD}$ ).

Grâce à ces mesures, l'efficacité de l'égalisation du  $K_{vco}$  pourra être prouvée.

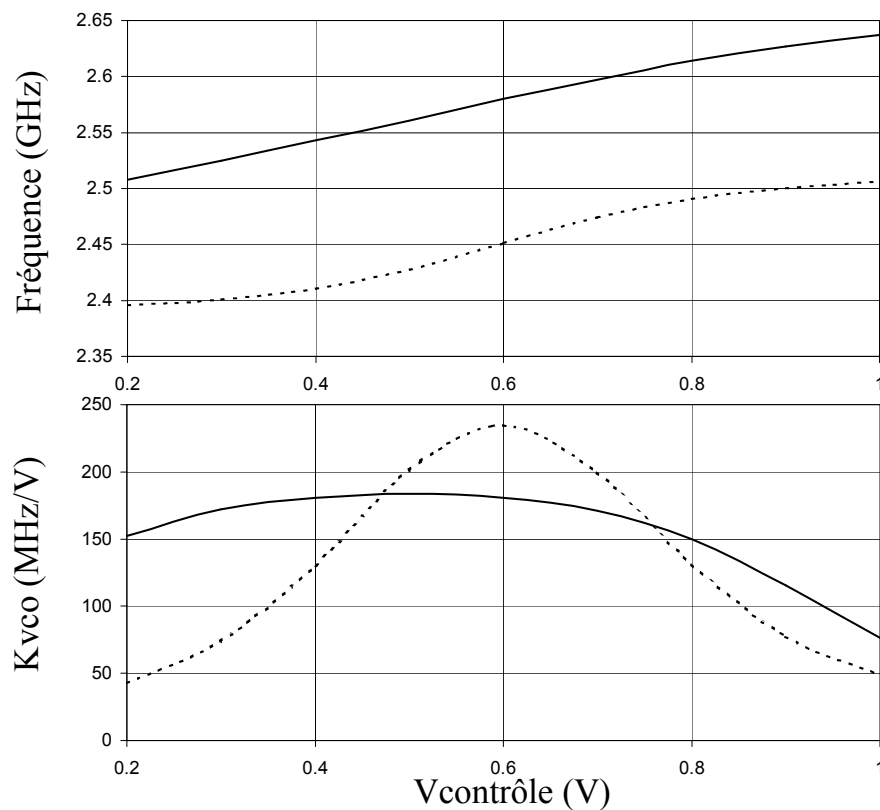
### 2.4.1. VCOs double paire croisée

Lors du test des deux VCOs, il est apparu que la tension d'alimentation nominale de 1.2V ne suffisait pas à faire démarrer les oscillations. Il a donc été décidé d'effectuer l'ensemble des mesures avec une tension d'alimentation suffisante pour faire démarrer les oscillations et les maintenir sur toute la plage de tension de contrôle. Cette tension est de 1.32 V pour le VCO conventionnel et de 1.45 V pour le VCO à égalisation de  $K_{vco}$ . Ce résultat peut être dû à de mauvais modèles des transistors car en simulation les VCOs oscillaient ou une mauvaise modélisation des pertes combinée à une transconductance trop faible pour supporter une dérive technologique.

La consommation mesurée (cœur du VCO + polarisation des varactors) pour le VCO conventionnel est de 1.15 mA et celle du VCO à égalisation est de 1.1 mA. Ces valeurs sont faibles, voire même très faibles en ce qui concerne le VCO à égalisation de  $K_{vco}$ , par rapport

à celles des simulations, respectivement 1.45 mA et 2.53 mA, ceci étant lié au problème de tension d'alimentation. Il devient difficile d'identifier les phénomènes mis en jeu puisque les VCOs fonctionnent vraisemblablement dans un mode anormal.

Etant donné la modification de la valeur de la tension d'alimentation, les valeurs de fréquences mesurées ne sont pas représentatives des valeurs réelles en condition normales. La modification de l'alimentation impacte la polarisation des varactors : la valeur des tensions, les écarts entre les tensions et donc le fonctionnement des varactors. Les graphiques de la Figure 2-42 présentent les résultats de mesures de fréquence ainsi que le  $K_{vco}$  correspondant.



**Figure 2-42 : Plages de fréquence et  $K_{vco}$  mesurés pour les deux VCOs à double paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein)**

Le VCO conventionnel couvre 115 MHz contre 130 MHz pour l'autre VCO, ce qui est proche des valeurs visées. Les formes de  $K_{vco}$  sont très proches de celles simulées, ce qui indique que la modélisation faite est bonne et surtout que le système d'égalisation du  $K_{vco}$  est efficace. A l'instar des VCOs et afin de mettre en évidence cette efficacité, un facteur de mérite du  $K_{vco}$  ( $FOM_{K_{vco}}$ ) a été créé, [MIR04]. Il s'exprime par le rapport de l'erreur quadratique moyenne du  $K_{vco}$  sur le  $K_{vco}$  moyen :

$$\text{FOM}_{K_{vco}} = \frac{\sigma_{K_{vco}}}{K_{vco_{\text{moy}}}} \quad \text{Eq. 2-14}$$

Avec le  $K_{vco}$  moyen défini par :

$$K_{vco_{\text{moy}}} = \frac{1}{\Delta V} \int_{\Delta V} K_{vco}(V) dV \quad \text{Eq. 2-15}$$

et l'erreur quadratique définie par :

$$\sigma_{K_{vco}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta V} \int_{\Delta V} (K_{vco}(V) - K_{vco_{\text{moy}}})^2 dV} \quad \text{Eq. 2-16}$$

Plus le facteur de mérite est faible, meilleure est la constance du  $K_{vco}$ . On obtient donc :

- $\text{FOM}_{K_{vco}}$  VCO conventionnel = 0.53
- $\text{FOM}_{K_{vco}}$  VCO à égalisation de  $K_{vco}$  = 0.28

La constance du  $K_{vco}$  a donc été améliorée d'un facteur 2 grâce au principe d'égalisation du  $K_{vco}$ .

Les mesures du bruit de phase sont présentées en Figure 2-43 et donnent le bruit de phase le plus défavorable pour les deux VCOs, c'est à dire au  $K_{vco}$  le plus fort.

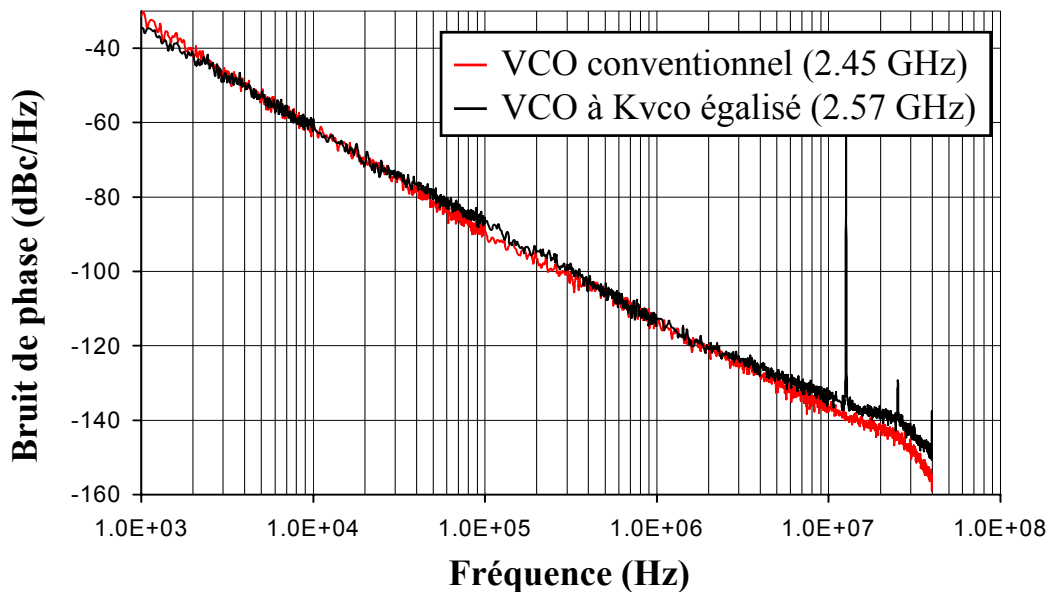


Figure 2-43 : Bruit de phase des VCOs double inverseur à  $V_{ctrl}=0.6$  V

Les performances en bruit sont relativement proches de celles des simulations compte tenu du problème de tension d'alimentation.

Le facteur de mérite, comme défini au Chapitre 1 paragraphe §1.2.3, montre l'efficacité des VCOs. Il est de :

- FOM VCO conventionnel = -179.2 dBmc/Hz
- FOM VCO à égalisation de  $K_{vco}$  = -182.4 dBmc/Hz

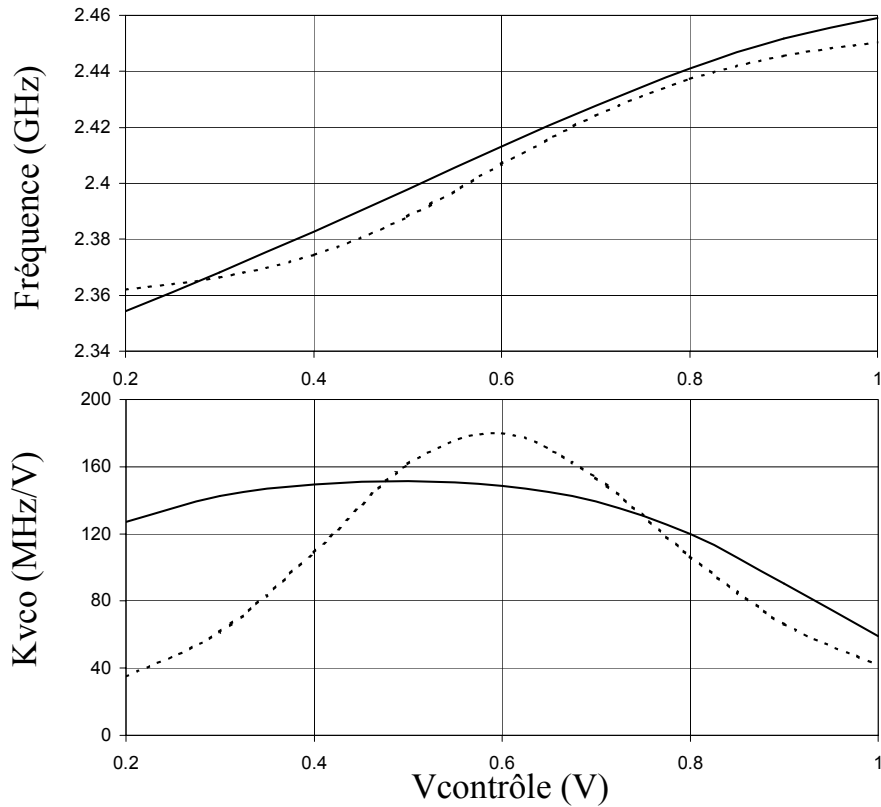
La sensibilité aux alimentations de ces deux VCOs n'a pas été mesurée compte tenu de leur comportement vis à vis de la tension d'alimentation. L'amélioration de ce point grâce à l'égalisation du  $K_{vco}$  ne peut donc pas être prouvée dans ce cas.

#### 2.4.2. VCOs simple paire croisée

Le problème de la tension d'alimentation ne s'est pas posé pour les VCOs à simple paire croisée. Il a donc été possible d'effectuer toutes les mesures de façon convenable.

Les consommations mesurées (cœur du VCO + source de courant + polarisation des varactors) sont en accord avec les simulations. Il avait été simulé 2.25 mA pour le VCO conventionnel et 2.93 mA pour le VCO à égalisation. Il a été mesuré 2.29 mA pour le premier et 2.96 mA pour le second. Cette bonne performance est liée au fait que le courant dans le cœur de ces VCOs est contrôlé, contrairement aux VCOs à double paire croisée.

La mesure de la couverture de fréquence et le  $K_{vco}$  correspondant sont présentés en Figure 2-44 :



**Figure 2-44 : Plages de fréquence et  $K_{vco}$  mesurés pour les deux VCOs à simple paire croisée sans égalisation (pointillés) et avec égalisation (trait plein)**

On constate que la couverture de fréquence est presque la même pour les deux oscillateurs, même si elle est meilleure pour celui ayant le système d'égalisation. Il était spécifié 130 MHz de couverture autour de 2.4 GHz et la couverture mesurée n'est que de : 88 MHz pour le VCO conventionnel et 110 MHz pour le VCO à égalisation.

La différence entre simulations et mesures avait été envisagée dans le paragraphe §1.3.2 sur l'incertitude des modèles de varactors mais cette incertitude existe aussi pour le modèle de l'inductance.

L'efficacité du système d'égalisation est encore prouvée dans ce cas. Le calcul du  $FOM_{K_{vco}}$  montre une amélioration de la constance du  $K_{vco}$  supérieur au facteur 2 puisque celui-ci passe de 0.55 pour le VCO conventionnel à 0.23 pour le VCO à égalisation.

On observe que le système d'égalisation du  $K_{vco}$ , même s'il emploie moins de varactors (16 contre 30 pour l'oscillateur conventionnel) offre une meilleure couverture de fréquence. Il semble que le système exploite mieux l'ensemble de la caractéristique des varactors.

Les mesures de bruit de phase sont là aussi présentées pour le pire cas de fonctionnement des oscillateurs :

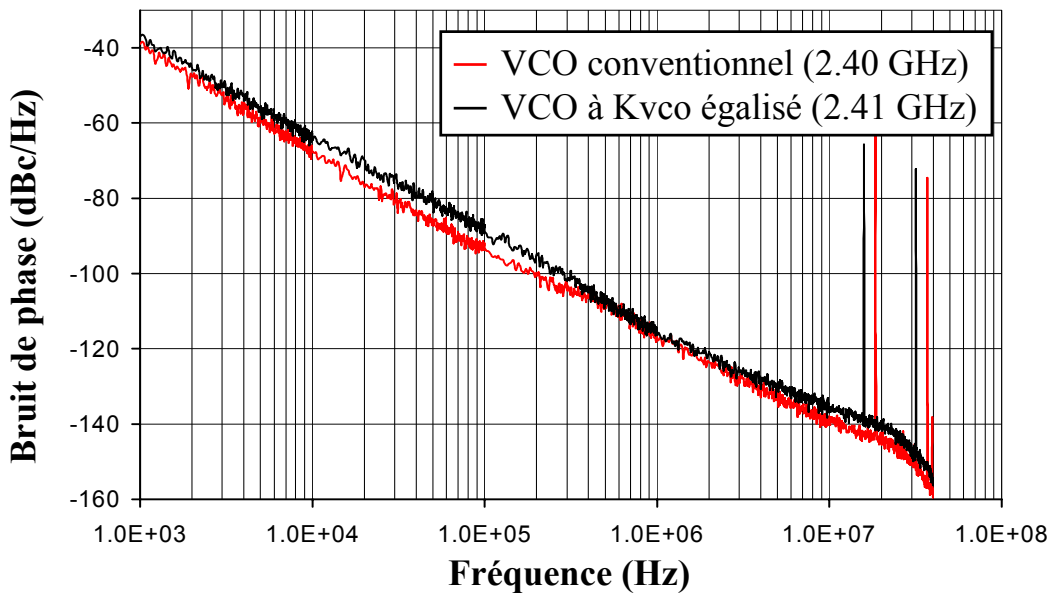


Figure 2-45 : Bruit de phase des VCOs à simple paire croisée à  $V_{ctrl}=0.6$  V

Les mesures faites pour le VCO conventionnel confirment les valeurs simulées. Pour ce qui concerne le VCO à égalisation de  $K_{vco}$ , le bruit de phase est beaucoup moins bon que celui simulé. Les causes peuvent être un mauvais modèle de varactor et donc une mauvaise prise en compte des phénomènes de conversion de bruit ou une dégradation du facteur de qualité de la partie capacitive du résonateur. Cependant la mesure du bruit de phase en fonction de la tension de contrôle de la fréquence montre bien une égalisation du bruit de phase à 3 MHz de la porteuse, comme indiqué précédemment.

Les facteurs de mérite sont :

- FOM VCO conventionnel = -183.5 dBmc/Hz
- FOM VCO à égalisation de  $K_{vco}$  = 181.2 dBmc/Hz

La sensibilité aux alimentations varie de 6 MHz/V à 22 MHz/V pour le VCO conventionnel et seulement de 3 MHz/V à 9 MHz/V pour le VCO à égalisation. On peut préciser que comme expliqué lors de l'exposé du principe de l'égalisation, la sensibilité aux alimentations est maximale pour le  $K_{vco}$  maximum. Ceci renforce l'intérêt de l'égalisation du  $K_{vco}$ .

### 2.4.3. Conclusion

Les mesures ont permis de confirmer que le principe d'égalisation du  $K_{vco}$  fonctionnait. Chaque conséquence que ce soit l'égalisation du  $K_{vco}$  à proprement parlé, l'égalisation du bruit de phase ou une meilleure réjection d'alimentation, a pu être prouvée par le circuit. Des effets non prévus ont pu être observés comme la plus grande excursion de fréquence, probablement due à une meilleure exploitation de la caractéristique  $C(V)$  des varactors.

Des points restent à améliorer : le centrage et la couverture de fréquence et le bruit de phase. Pour le premier point des modèles plus précis des composants passifs (grâce à des mesures de caractérisation) doivent permettre de réduire les incertitudes. Pour le bruit de phase, il semble plus difficile d'améliorer ce point. Cependant avec une technologie supportant une tension d'alimentation supérieure, il doit être possible de réduire les bruits issus des différentes polarisations et donc de permettre à un VCO pourvu du système d'égalisation d'être compétitif vis à vis d'un VCO conventionnel. Cependant les avantages qu'apporte l'égalisation, entre autres si on souhaite intégrer le VCO dans une PLL, permettent d'utiliser le principe pour des circuits dont les spécifications en bruit sont plus souples. Une application industrielle de l'invention (circuit de synthèse de fréquence pour récepteur radio FM) a vu le jour au sein de l'équipe de conception. Il s'agit d'un VCO dont le  $K_{vco}$  a été mis en forme pour compenser la variation du rang de division de la PLL entière. Les contraintes sur les autres blocs de la PLL ont ainsi pu être assouplies rendant la conception du circuit entier plus facile.

## 3. CONCEPTION DE VCO SOUS 2.5V

La difficulté majeure rencontrée lors de la conception des VCOs en HCMOS9 était la faible tension d'alimentation. Pour les VCOs (il y en a deux) réalisés en BiCMOS7RF, le problème est différent puisque la tension d'alimentation est de 2.5 V minimum. En effet, les difficultés viennent du fait que les circuits fonctionnent à relativement hautes fréquences et que les performances à atteindre sont, elles aussi, élevées.

Les VCOs seront réalisés avec des transistors bipolaires au  $F_T$  plus grand que ceux des transistors MOS pour des fréquences se situant autour de 7.5 GHz.

Après des études de faisabilité, il s'est avéré très difficile de mettre en œuvre des VCOs à base de double paire croisée. En effet, comme pour ce type de VCO en HCMOS9, il est très compliqué de mettre en place un système de contrôle du courant pour circuit d'entretien bipolaire. Le système de contrôle du courant couplé à un circuit de régulation d'amplitude est indispensable pour obtenir des performances compatibles avec la téléphonie mobile. Il a donc été choisi de n'implanter que des VCOs à simple paire croisée.

Comme pour le paragraphe précédent, la présentation du cahier des charges et des composants actifs sera suivie par la description de la conception des VCOs et des choix techniques opérés. Les VCOs devant couvrir une large gamme de fréquence, le résonateur est constitué d'un réseau de capacités commutées, qui sera explicité, ainsi que la boucle permettant le contrôle de l'amplitude du signal de sortie du VCO.

### 3.1. Cahier des charges

Les VCOs conçus dans cette technologie doivent pouvoir être utilisés dans un circuit fournissant le signal RF pour un appareil de téléphonie mobile multi-standards. Les standards à couvrir étant le EGSM, le DCS, le PCS et le WCDMA, [GSM04] [WCD04]. Le Tableau 2-2 récapitule les gammes de fréquences qu'occupent ces standards ainsi que la stratégie de répartition des fréquences pour chacun des deux VCOs.

Tableau 2-2 : Plages de fréquences des différents standards à couvrir et assignation d'une plage pour chaque VCO

	TX		RX	
	MHz	MHz	MHz	MHz
EGSM	880*8= 7040	915*8= 7320	925*8= 7400	960*8= 7680
DCS	1710*4= 6840	1785*4= 7140	1805*4= 7220	1880*4= 7520
PCS	1850*4= 7400	1910*4= 7640	1930*4= 7720	1990*4= 7960
WCDMA	1920*4= 7680	1980*4= 7920	2110*4= 8440	2170*4= 8680



Ainsi un premier VCO (VCO1) couvrira la gamme de fréquences 6840-7680 MHz soit 840 MHz, le second (VCO2) couvrira la gamme 7680-8680 MHz soit 1 GHz. Avoir des oscillateurs fonctionnant à ces fréquences présente plusieurs avantages quand il s'agit de réaliser des systèmes complets de radio-télécommunication. La multiplication par 4 ou 8 de la fréquence d'émission permet d'obtenir une meilleure quadrature entre les signaux après division par 4 ou 8 (division par 2 puis par 4) du signal du VCO. Un fonctionnement à plus haute fréquence que la fréquence d'émission permet d'isoler l'oscillateur de l'injection de fréquence parasite : phénomène de pulling. Plus le VCO est éloigné de la fréquence d'émission, moins les harmoniques de cette dernière auront d'énergie pour le perturber.

Comme en HCMOS9, il faut tenir compte des dispersions technologiques, des variations de température et augmenter ces plages de fréquence. Après évaluation des variations, il apparaît que les plages de fréquence à couvrir deviennent pour :

- VCO1 : gamme 6360-8220 MHz, soit une plage de 1860 MHz à couvrir, ce qui correspond à une variation de  $\pm 12.75\%$  de la fréquence centrale
- VCO2 : gamme 7140-9290 MHz, soit une plage de 2150 MHz à couvrir, ce qui correspond à une variation de  $\pm 13\%$  de la fréquence centrale

La consommation maximale fixée pour chaque oscillateur est de 10 mA.

Pour les standards de téléphonie mobile, les exigences sur les performances en bruit de phase sont plus grandes que pour le standard Bluetooth. Le bruit de phase est borné par quatre valeurs à 4 offsets différents. Les standards ont certes des exigences différentes les uns des autres cependant les valeurs de bruit présentées sont les plus contraignantes à ces offsets :

- 600 kHz : -114 dBc/Hz
- 3 MHz : -128 dBc/Hz
- 10 MHz : -140 dBc/Hz
- 20 MHz : -146 dBc/Hz

Remarque : les valeurs de bruit de phase sont données à la fréquence du VCO.

La sensibilité aux alimentations a été fixée au maximum à 2 MHz/V. La plage de tension de contrôle va de 0.4 V à 2.1 V.

### 3.2. Les composants actifs

La technologie BiCMOS7RF est une technologie SiGe-C, c'est à dire qu'en plus d'ajouter du germanium, on incorpore du carbone. Le germanium permet d'augmenter le  $F_T$

des transistors, ce procédé étant déjà présent dans la technologie précédente BiCMOS7. La nouveauté est donc l'ajout de carbone qui a la propriété de stopper la diffusion thermique du bore dans la base lors des différents recuits nécessaires au procédé de fabrication. Il y a deux conséquences majeures à cela :

- l'épaisseur des implantations des bases des transistors peut être réduite, ce qui réduit le temps de transit des porteurs dans la base et donc augmente la vitesse de commutation du transistor. La fréquence de transition du transistor est :  
 $F_T = 60 \text{ MHz}$
- le bore étant moins diffusé lors des recuits, on peut augmenter sa concentration dans la base et ainsi réduire la résistance de base, le bruit lié à cette résistance étant réduit d'autant. La fréquence maximale de fonctionnement du transistor bipolaire augmente elle aussi :  $F_{\text{max}} = 90 \text{ GHz}$

Le gain en courant du transistor défini comme le rapport entre le courant de collecteur et le courant de base est appelé  $\beta$ . Dans cette technologie le gain vaut  $\beta = 200$ , dans la technologie précédente (BiCMOS6G) de STMicroelectronics, le  $\beta$  était de 90.

Le facteur de bruit : NF ( de l'anglais Noise Figure) est réduit par rapport aux technologies précédentes. Il était de 0.8 dB pour la technologie BiCMOS6G et est de l'ordre de 0.4 dB @ 2 GHz en BiCMOS7RF pour un courant de 4 mA pour un transistor de  $0.4 \times 6.4 \mu\text{m}^2$ .

### 3.3. Conception

#### 3.3.1. Les VCOs

Comme il a été expliqué précédemment, seuls des oscillateurs à simple paire croisée ont été implantés pour des raisons de performances (Chapitre 1 paragraphes §1.2.2 et §1.2.3). L'architecture des deux VCOs et de leurs circuits de polarisation et de contrôle d'amplitude sera identique. Le point milieu de l'inductance est connecté à l'alimentation positive puisque le contrôle du courant circulant dans le VCO s'effectue par les bases des transistors du circuit d'entretien, comme sur la Figure 2-29 b). Cependant, le circuit de contrôle du courant ne se contente pas de fournir une tension fixe, constante aux transistors. Il s'agit en fait d'un circuit de contrôle de l'amplitude du signal, qui peut en fonction de la valeur de la référence avoir différentes valeurs. Le schéma de principe de l'ensemble est présenté en Figure 2-46 :

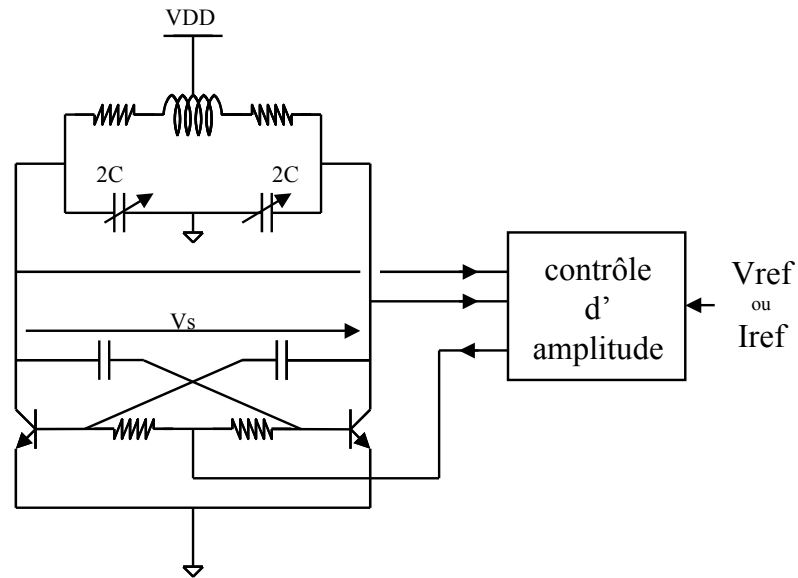


Figure 2-46 : Schéma de principe des VCOs implantés

L'étage varactor est du type de celui de la Figure 2-20 avec comme composant de polarisation une inductance à point milieu de 4 nH issue de la bibliothèque, Figure 2-47. Le choix de l'inductance, au détriment de simples résistances (beaucoup plus petites), est lié au fait que ces dernières sont trop bruyantes pour le domaine de fréquences visées et les performances à atteindre. Les inductances sont certes plus grandes mais leur bruit aux alentours de 8 GHz est négligeable (tant que l'inductance est de bonne qualité, ici  $Q = 13 @ 8 \text{ GHz}$ ). L'inductance a l'avantage de présenter une forte impédance en haute fréquence tout en faisant le bruit d'une résistance de quelques ohms (la résistance série de l'inductance) en basses fréquences (BF).

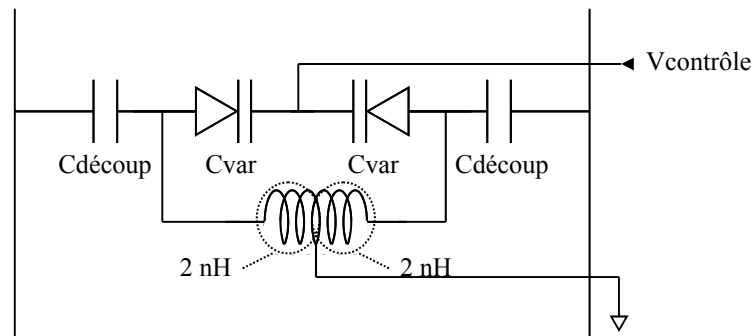


Figure 2-47 : Schéma de l'étage varactor polarisé par une inductance

Afin de couvrir les larges bandes de chaque VCO, il a été décidé d'utiliser un résonateur à capacités commutées. En effet, l'utilisation comme seul moyen de faire varier la fréquence des varactors diodes entraînerait un  $K_{vco}$  beaucoup trop grand :  $2150/(2.1-0.4) =$

1264 MHz/V. Les capacités sont commandées par un système appelé calibration. Ce système est détaillé dans le paragraphe suivant.

Le circuit d'entretien est identique pour les deux VCOs. Ceci a l'avantage de rendre le layout plus rapide. Le schéma détaillé du circuit d'entretien est le suivant :

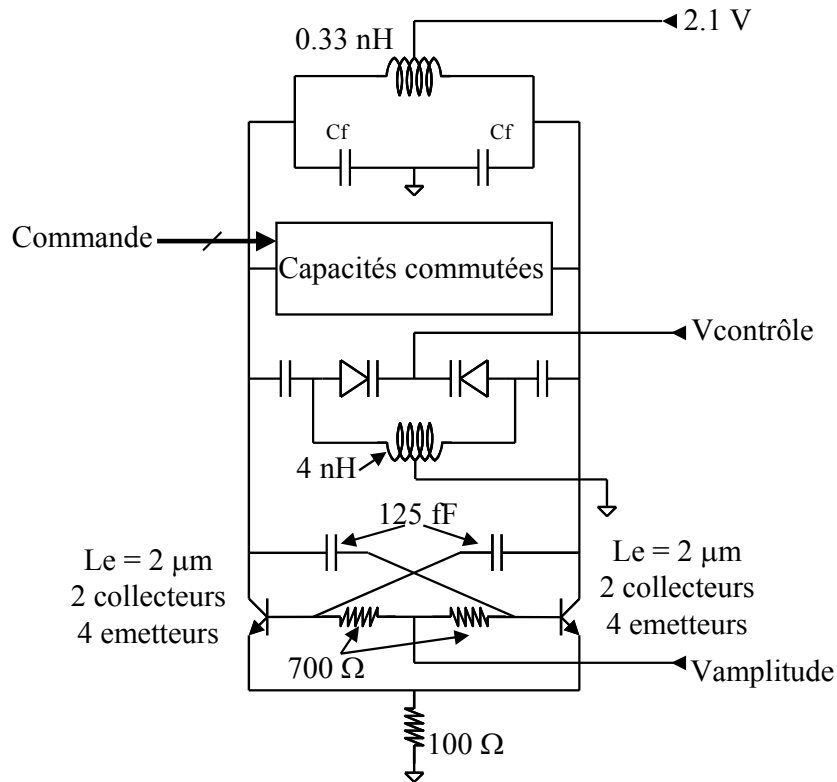


Figure 2-48 : Schéma détaillé des VCOs

La valeur de 2.1 V provient d'une alimentation externe et est connectée au point milieu de l'inductance. Cette valeur a été choisie car elle offrait la possibilité d'avoir jusqu'à 0.9 V d'amplitude par branche, les transistors ne supportant pas plus de 3 V sur le collecteur. Comme pour la conception des oscillateurs en HCMOS9, une résistance entre le nœud commun des émetteurs et la masse assure un meilleur blocage des transistors et un meilleur bruit de phase.

Les simulations ont été effectuées avec EldoRF. La consommation du cœur de l'oscillateur varie, contrairement aux VCOs en HCMOS9, à cause de deux paramètres. Tout d'abord, elle varie en fonction de la fréquence car, étant donné la grande gamme à couvrir par chaque VCO, le comportement des composants passifs varie, notamment celui des inductances. La consommation varie également en fonction de l'amplitude souhaitée en sortie d'oscillateur, car plus l'amplitude sera grande, plus forte sera la consommation. Elle varie,

dans les conditions typiques, de 4.1 mA pour les fréquences élevées à 7 mA pour les fréquences basses pour le VCO1 (bande la plus basse) et de 3.4 mA à 6.2 mA pour le VCO2.

De même, le bruit de phase varie en fonction de la fréquence. Il est plus élevé pour les fréquences basses. Ceci s'explique par le fait que le coefficient de qualité de l'inductance augmente avec la fréquence. L'amplitude du signal a aussi un impact sur le bruit de phase puisque qu'en augmentant/réduisant l'amplitude, on augmente/réduit le rapport signal à bruit. Le graphique de la Figure 2-49 illustre le bruit de phase des 2 oscillateurs à amplitude optimale mais à la fréquence la plus défavorable (la plus basse de chaque bande).

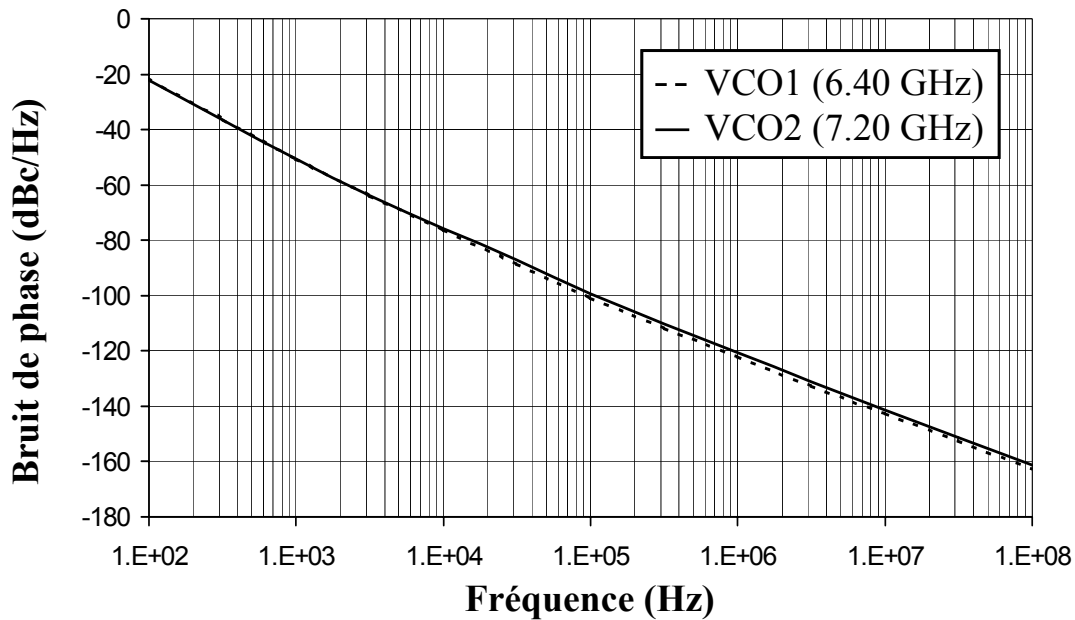


Figure 2-49 : Bruit de phase des deux VCOs dans le pire cas fréquentiel

La différence de bruit de phase entre les deux VCOs est liée à la dégradation du coefficient de qualité par l'activation de tous les étages de capacités commutées, même si les pertes apportées par le calibrateur n'apparaissent pas parmi les contributeurs majoritaires.

Les principaux contributeurs au bruit de phase à 1 MHz sont à peu de chose près les mêmes pour chaque VCO et sont :

- les transistors du circuit d'entretien : 35 %
- les résistances de base du circuit d'entretien : 12 %
- la résistance de perte de l'inductance : 10 %
- la résistance de pied (la résistance de dégénérescence des émetteurs) : 7.5 %

### 3.3.2. Description du système de calibration

Le principe de la calibration est d'obtenir par commutation de capacités une grande plage de fréquence sans avoir recours à un  $K_{vco}$  de très grande valeur, [KAM]. Lorsque le VCO est piloté par une PLL, Figure 2-50, une configuration particulière permet d'utiliser les ressources de la PLL en fréquences définissant un mot binaire correspondant aux capacités à commuter. La fréquence d'oscillation du VCO se trouve alors proche de la fréquence souhaitée et la PLL ajuste la fréquence de façon précise grâce à la tension de contrôle agissant sur les varactors. L'avantage de ce système est qu'il permet de s'affranchir des variations de technologie et de température, la mesure de fréquence étant absolue. Si les fréquences du VCO sont décalées vers le bas pour une raison ou une autre, le système activera toujours les capacités permettant au VCO de couvrir la fréquence souhaitée.

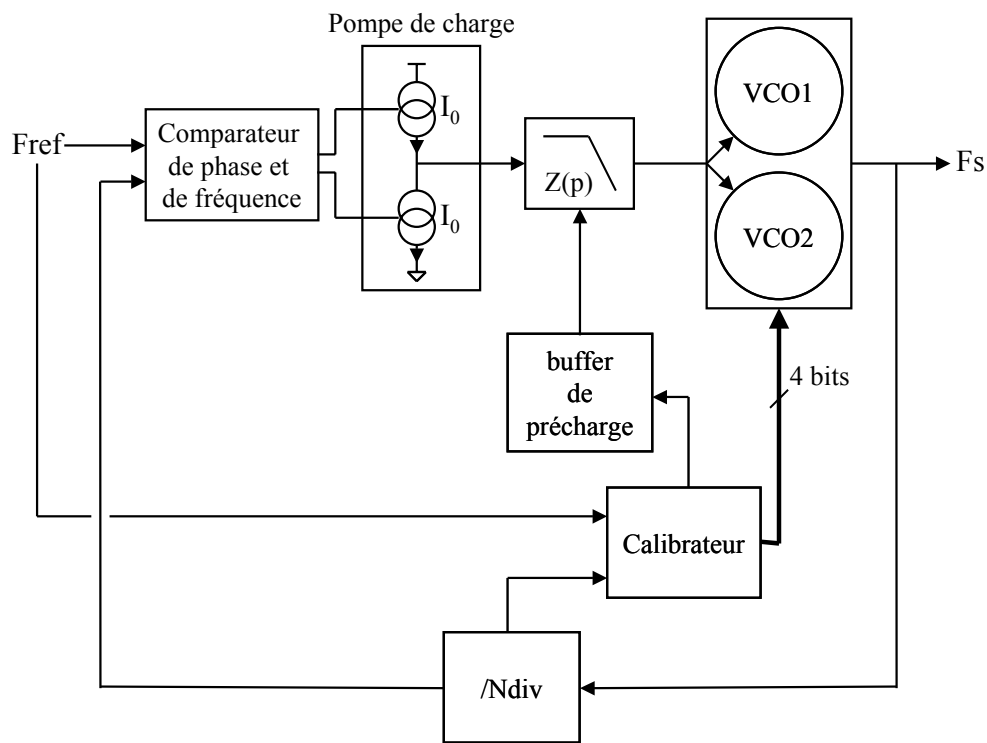


Figure 2-50 : Schéma de la PLL avec système de calibration des VCOs

Les capacités commutées sont activées grâce à des interrupteurs faits de transistors MOS. Le réseau de capacités est pensé de façon « binaire », c'est à dire que la capacité d'un étage est la moitié du suivant, Figure 2-51. Ainsi grâce au rapport de facteur 2 entre les étages, il est possible de couvrir toutes les fréquences d'une gamme sans discontinuité.

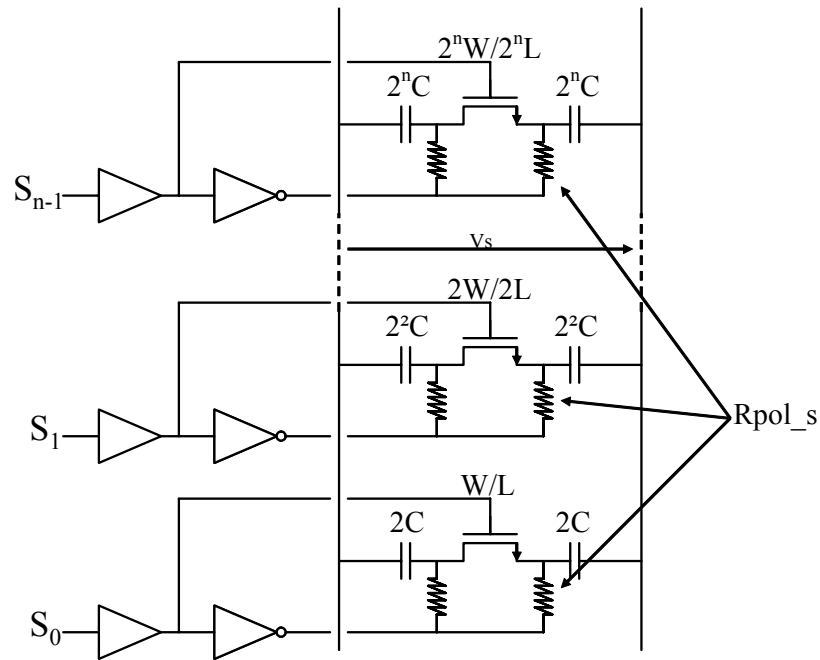


Figure 2-51 : Schéma des étages de capacités commutées

Chaque VCO dispose de quatre étages de capacités commutées, ce qui permet d'avoir :  $2^4 = 16$  pas de fréquences, Figure 2-52.

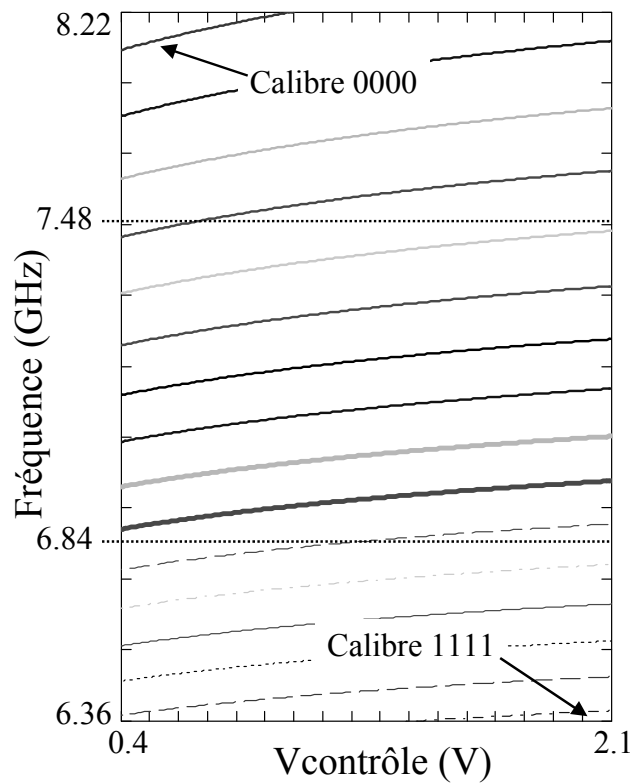


Figure 2-52 : Prédiction de la couverture de fréquence du VCO1 en fonction des calibres et de la tension de contrôle

Le choix des capacités est assez facile à faire puisqu'il suffit de se fixer le nombre d'étages. Il en découle ce qui définit la valeur du pas de fréquence séparant deux caractéristiques  $F(V)$ . La difficulté vient du choix qui doit être fait pour les interrupteurs MOS et les résistances de polarisation  $R_{pol\_s}$ . La résistance  $R_{on}$  du transistor MOS d'un étage peut être ramenée en parallèle de la résistance parallèle de perte de l'inductance et faire chuter le coefficient de qualité du résonateur. Le cas le plus critique pour le  $Q$  du résonateur vient de la  $R_{on}$  du plus gros transistor, donc de l'étage le plus capacitif : l'étage  $n$ , que l'on appelle : MSB (Most Significant Bit).

La conversion de la résistance  $R_{on}$  de l'étage  $i$  en résistance parallèle est donnée par :

$$R_{pn} = \frac{1}{R_{on} \cdot C^2 \cdot \omega^2 \cdot 2^n} \quad \text{Eq. 2-17}$$

La résistance parallèle totale ramenée par le calibrateur est donné par :

$$R_{pT} = \frac{1}{2 \cdot R_{on} \cdot C^2 \cdot \omega^2 \cdot (2^{n+1} - 1)} \quad \text{Eq. 2-18}$$

Les essais effectués par l'équipe de conception indiquent qu'un rapport 5 entre la résistance parallèle de l'étage MSB et la résistance parallèle de perte de l'inductance rend négligeable la contribution du calibrateur à la résistance de perte.

Une autre difficulté réside dans le fait que plus le transistor est gros, moins il y a de différence entre la capacité de l'étage lorsque l'interrupteur est ouvert (prédominance des capacités parasites du MOS) et lorsque l'interrupteur est fermé (prédominance des capacités métal). L'effet de la commutation tend donc à devenir négligeable puisqu'au lieu de passer de 0 F à 100 fF (par exemple), on passe de 50 fF à 100 fF. L'effet sur la fréquence d'oscillation est divisé par  $\sqrt{2}$ . Il est cependant important de connaître la valeur de la capacité des étages dans les états possibles afin d'intégrer les capacités parasites dans la feuille de calcul de prévision de la fréquence.

En prenant en compte toutes ses contraintes, nous ne sommes parvenus qu'à un facteur 2 entre la résistance parallèle de l'étage MSB et la résistance de perte de l'inductance. Il faudra s'attendre à une légère contribution du bruit des interrupteurs de calibration au bruit de phase.

La polarisation des étages de capacités commutées s'effectue à travers des résistances et provient de blocs digitaux constitués de buffers et d'inverseurs afin d'amplifier les signaux de commande des interrupteurs. Les buffers et inverseurs pilotant les interrupteurs des étages de poids binaire supérieur ont été surdimensionnés afin de fournir le courant aux transistors.



### 3.3.3. Description du système de contrôle d'amplitude

Il est obligatoire, contrairement aux VCOs à circuit d'entretien MOS, de contrôler la tension de la base des transistors bipolaires afin d'éviter leur fonctionnement en saturation, [ZAN01], [MAR99]. On profite donc de cette obligation pour contrôler l'amplitude des oscillations par le biais de ce point.

Le système de contrôle de l'amplitude du signal au cœur de l'oscillateur, permet de contrecarrer les différents effets provoqués par :

- les variations de température
- les variations dues aux processus de fabrication des puces
- les variations de fréquence de fonctionnement de l'oscillateur, donc les variations du coefficient de qualité du résonateur

Pour l'étude et afin d'anticiper d'éventuels problèmes de modélisation des composants passifs ou actifs, la tension de référence peut avoir différentes valeurs. Un multiplexeur commandé par un mot binaire de deux bits (appelé calibre) permet de choisir parmi 4 valeurs de tensions de référence issues d'un bandgap.

**Tableau 2-3 : Correspondance calibre-amplitude et effet sur le bruit de phase**

Calibre d'amplitude	Amplitude crête-crête différentielle (en V)	VCO1 Bruit de phase @ 1 MHz en dBc/Hz F0 = 6.39 GHz	VCO2 Bruit de phase @ 1 MHz en dBc/Hz F0 = 7.18 GHz
00	1.43	-120.3	-119.2
01	1.91	-121.9	-120.6
10	2.33	-121.8	-119.9
11	2.67	-112.5	-109.9

On observe que deux calibres sont optimum, les calibres 01 et 10. Les résultats pour le calibre 00, en terme de bruit de phase, sont moins bons à cause de la plus faible amplitude. Pour le calibre 11, malgré une augmentation de l'amplitude donc du rapport signal à bruit, le bruit de phase est dégradé. Ce phénomène est lié à la saturation des transistors bipolaires. En effet, la tension de base nécessaire pour obtenir une grande amplitude fait rentrer le transistor dans sa zone de saturation lorsque la tension sur le collecteur devient trop faible.

Le schéma du bloc de contrôle d'amplitude est présenté en Figure 2-53. Il s'agit d'asservir le courant redressé double alternance ( $I_{dalt}$ ) de la double branche au courant de référence ( $I_{conti}$ ).

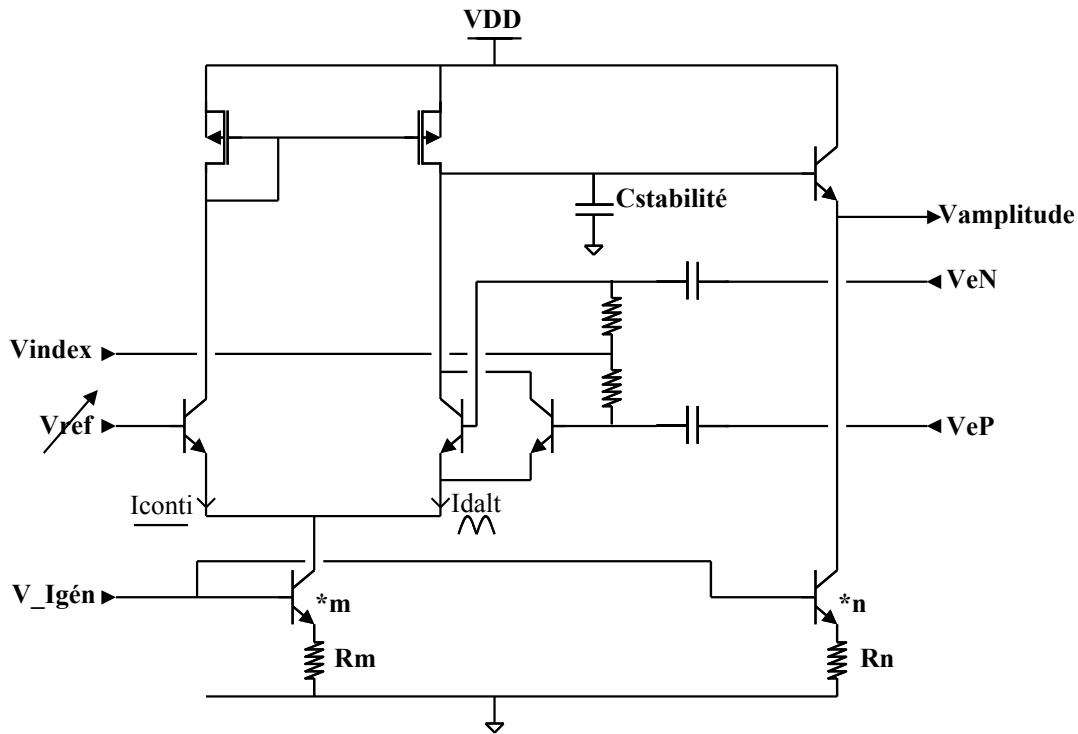


Figure 2-53 : Schéma du circuit de contrôle d'amplitude des VCOs

Le contrôle de l'amplitude du circuit se fait par système bouclé. Il faut donc s'assurer de la stabilité de la boucle car une instabilité aurait pour conséquence de créer des oscillations sur l'amplitude du signal, voire l'extinction périodique du VCO si la tension de base devient trop faible lors de son battement. Or la modélisation du gain et de l'impédance du VCO, vue par le circuit de contrôle, est assez difficile. Un modèle linéaire au premier ordre du VCO a été conçu. A la fréquence de fonctionnement, le VCO peut être représenté par une résistance : la demi-résistance parallèle de pertes du résonateur ( $R_{p2}$ ) et le premier pôle du résonateur, défini par le coefficient de qualité en charge ( $Q$ ) et la fréquence de résonance du résonateur, Eq. 2-19.

$$F_{pôle} = \frac{F_{utile}}{2 \times Q} \quad \text{donc} \quad C_{pôle} = \frac{1}{2\pi \times R_{p2} \times F_{pôle}} \quad \text{Eq. 2-19}$$

La chaîne de simulation est présentée en Figure 2-54. Elle est composée du modèle linéaire du VCO, d'un détecteur d'amplitude avec atténuateur (pour émuler l'entrée du circuit de contrôle et transformer le signal double alternance en signal continu) et du circuit de contrôle.

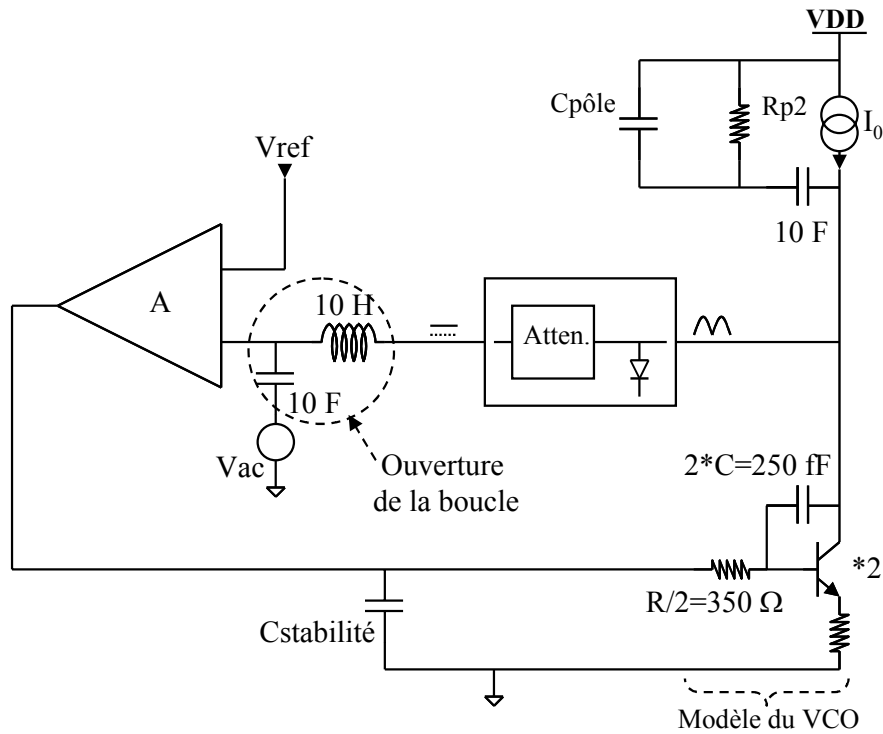


Figure 2-54 : Modélisation de la boucle de contrôle d’amplitude du VCO pour simulations fréquentielles

On considère que la stabilité de la boucle est assurée lorsque la marge de phase du système est supérieure à 60 °. Dans notre cas, nous avons choisi de la monter à 90 ° afin de prévenir tous problèmes liés aux approximations que nous avons faites, Figure 2-55.

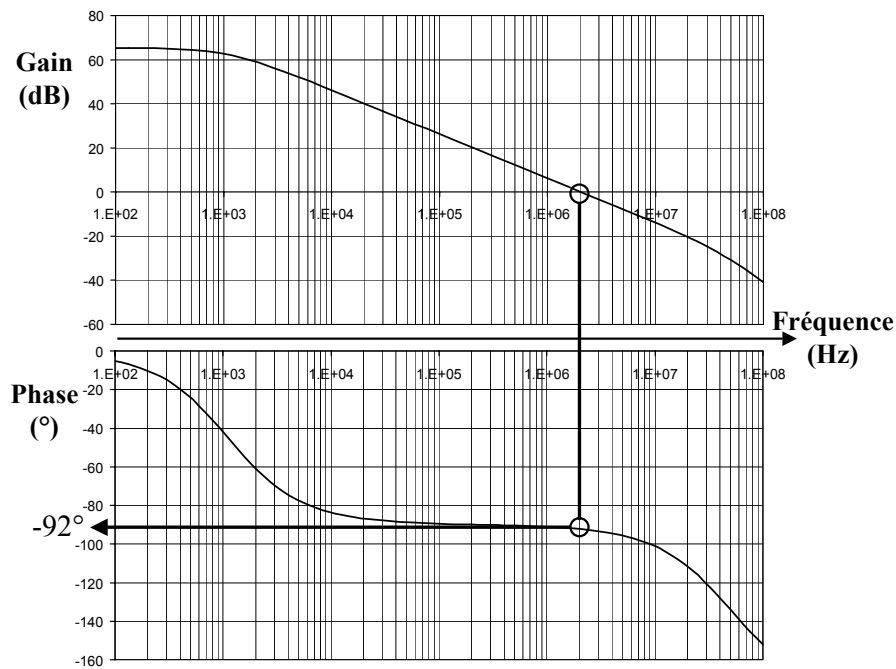


Figure 2-55 : Résultats de la simulation de la stabilité de la boucle de contrôle d’amplitude

### 3.3.4. Layout des VCOs

Etant donné la très grande similitude entre les deux VCOs, le layout de chacun est très proche. Comme pour ceux réalisés en HCMOS9, l'accent a été mis sur la réduction de toutes les résistances et capacités parasites lors de la connexion des différents composants ainsi que toutes les boucles de métal. La Figure 2-56 présente la structure utilisée pour dessiner les oscillateurs. Elle est parfaitement symétrique par rapport à son axe, à l'exception de la connexion croisée entre les capacités et résistances de base des bipolaires.

Toutes les résistances de polarisation des étages de capacités commutées et de varactors ont été placées sous les capacités, ainsi que les blocs d'amplification du signal de commande des interrupteurs MOS.

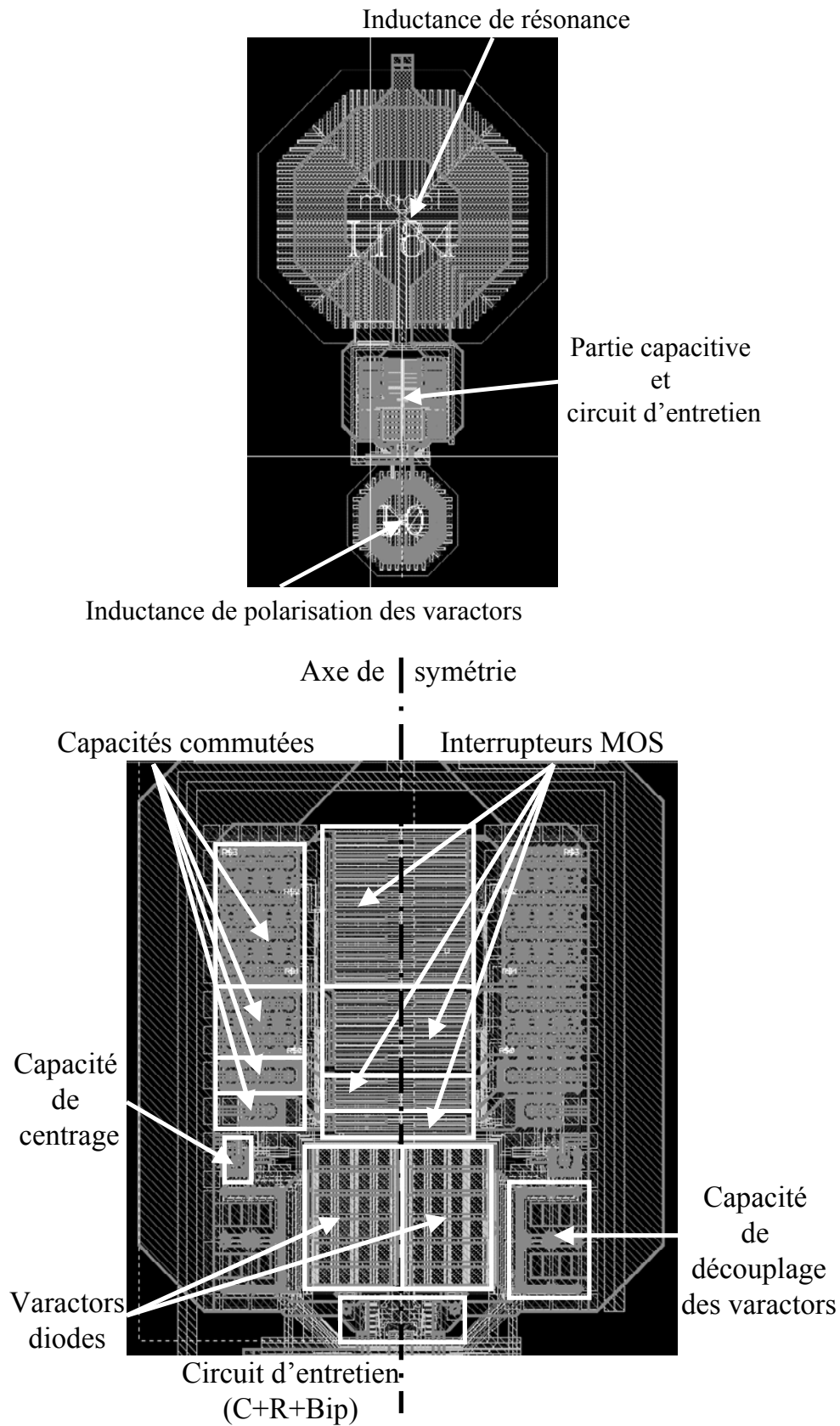


Figure 2-56 : Layouts type des VCOs et zoom sur la partie capacitive du résonateur

A l'heure de la rédaction du manuscrit, le circuit était encore en fonderie. Il n'a donc pas été possible d'effectuer de mesures sur les VCOs et d'en apprécier les performances.

## 4. OUTILS DE SIMULATION

Les simulateurs ont pris une grande place dans la conception et cette place ne fera que grandir étant donné la complexité grandissante des circuits.

Lors de l'étude, trois simulateurs ont été utilisés : Momentum pour déterminer les modèles des inductances et deux des trois principaux simulateurs électriques : SpectreRF et EldoRF.

Il ne sera pas présenté en détail le fonctionnement et les méthodes de calcul de ces simulateurs mais les principales connaissances à avoir sur leurs domaines d'applications privilégiés et leurs limites (précision, temps de calcul).

### 4.1. Simulateur électromagnétique : HPADS Momentum

Les simulateurs électromagnétiques permettent de caractériser des composants passifs, des antennes, des guides d'ondes, etc., [AGI00]. Pour nos applications, nous nous sommes servis de ce type de simulateur pour caractériser et créer des modèles équivalents électriques d'inductances.

Notre choix de simulateur s'est porté sur Momentum de Agilent Technologies. Ce simulateur permet d'effectuer des calculs dit 2.5D, c'est à dire qu'il ne prend pas en compte l'épaisseur des niveaux de métaux.

Dans le cas de la modélisation d'inductances, il faut dans un premier temps définir le substrat. Par substrat, il faut comprendre les différentes propriétés diélectriques et les épaisseurs de toutes les couches technologiques, qu'elles soient enterrées ou qu'ils s'agissent des isolants entre les métaux d'interconnexions. Il est important de noter que seuls les

épaisseurs d'oxyde contenant les vias ont leur épaisseur définie. Un premier calcul d'interactions est effectué sur le substrat.

Une fois la forme du composant dessinée, il faut effectuer un maillage de la structure, c'est à dire que le logiciel divise chaque couche de métaux (pas les oxydes) en une multitude de triangles, rectangles ou polygones que l'on appelle cellules. Ces cellules vont permettre le calcul du courant et les éventuels couplages entre les cellules.

Ce calcul est effectué grâce à la méthode des moments. Cette méthode permet de résoudre les équations électromagnétiques de Maxwell pour des structures planes contenant plusieurs couches diélectriques. Il existe plusieurs modes de calcul pour ce simulateur. Nous avons utilisé celui appelé Momentum RF. Ce simulateur est plus adapté pour les composants aux formes complexes et dont la fonction n'est pas de rayonner. Il est aussi plus rapide, ce qui n'est pas négligeable lorsque les simulations font déjà parfois plus de dix heures.

Les mailles sont modélisées par des circuits d'inductances, de capacités et de mutuelles à constante localisées indépendantes de la fréquence (hypothèse quasi-statique des signaux de Momentum RF). Le réseau électrique ainsi obtenu est transformé en une boîte de paramètres S équivalente.

La méthode des moments est une technique issue du travail de R. F. Harrington qui appliqua cette méthode aux problèmes du domaine électromagnétique. Dans la méthode des moments, les équations de Maxwell sont transformées en intégrales après définition des fonctions de Green dans le substrat multicouche. Les champs électriques sont exprimés en termes de vecteurs et de potentiels. Les inconnues sont les courants de surface d'origines électriques et magnétiques circulant dans le circuit plan.

## 4.2. Les simulateurs électriques RF

Les deux simulateurs utilisés au cours de cette étude sont SpectreRF et EldoRF. Nous ne présenterons dans ce paragraphe que les propriétés RF de ces simulateurs, c'est à dire les fonctions permettant le calcul entres autres du bruit de phase.

Les simulations qui seront expliquées ne servent qu'au calcul de signaux dits à copériodicité simple, c'est à dire qu'il existe une périodicité commune entre les différents signaux présents, telle que la période commune soit un sous-multiple entier des périodes « principales ». En considérant l'exemple de la Figure 2-57, la copériodicité est : 1/100 MHz.

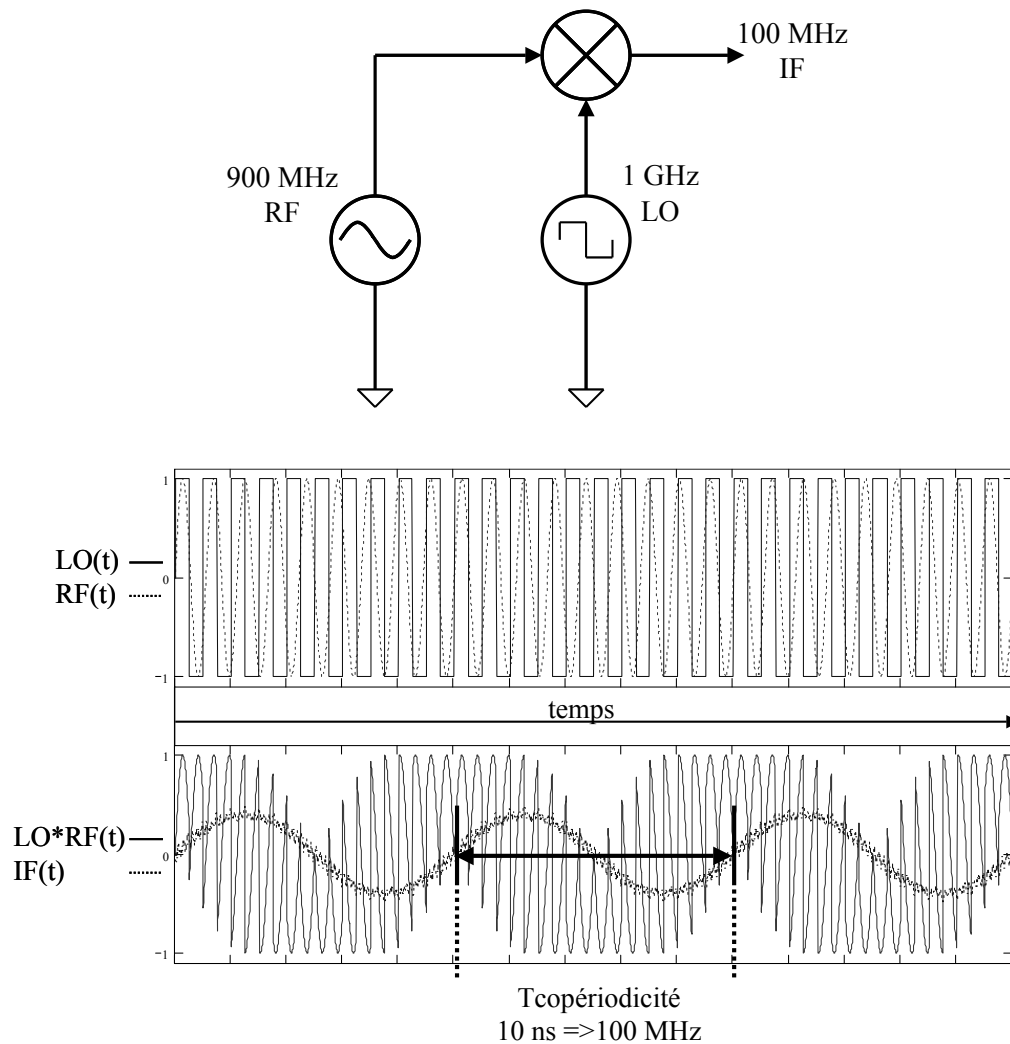


Figure 2-57 : Exemple du mixeur et courbes temporelles correspondantes illustrant la copériodicité

#### 4.2.1. Généralités

Pour chacun des simulateurs, les différents calculs de circuit reposent tout d'abord sur la recherche d'un point de repos périodique. Le point de repos périodique correspond à un état périodique stable du circuit, de période égale à la copériodicité. Dans le cas des oscillateurs, la copériodicité est unique puisqu'il n'y a présence dans le circuit que d'une seule fréquence (et ses harmoniques), elle correspond à une période de la fréquence d'oscillation en régime établi. La méthode de calcul diffère entre les deux simulateurs, mais le principe et le résultat sont identiques.

Une fois le point de repos périodique calculé, il est possible de mettre en jeu des analyses capables d'effectuer des calculs tenant compte des non-linéarités du circuit. C'est sur ce point que cette analyse, menant au point de repos périodique, se différencie du calcul DC



qui ne fournit que le point de repos statique et ne permet que des analyses petits signaux linéaires AC.

Parmi les différentes analyses découlant de la connaissance du point de repos périodique, il y a l'analyse en bruit, qui nous fournira les courbes de bruit de phase. Il s'agit de prendre en compte la contribution des bruits se situant autour des différentes harmoniques et des bruits issus de mélanges entre les différentes harmoniques en plus du bruit existant à la fréquence fondamentale.

Il est aussi possible d'effectuer des analyses petits signaux (comme la simulation AC) mais tenant compte des non-linéarités. On obtient ainsi des résultats sur le gain et la phase des produits d'intermodulation, ce qui peut être intéressant pour quantifier la contribution de telle ou telle harmonique dans la constitution du signal.

#### 4.2.2. SpectreRF

Ce simulateur calcule le point de repos périodique dans le domaine temporel. Cette analyse est la PSS, [CAD03]. Il faut pour qu'elle converge que le signal soit établi afin que le simulateur puisse trouver, grâce à la méthode de Newton, la copériodicité du signal. La méthode de Newton fonctionne par itérations successives pour déterminer le début et la fin de la copériodicité.

Cette méthode de calcul est particulièrement adaptée pour des signaux très riches en harmoniques puisque la convergence ne se fait que dans le domaine temporel.

Une fois cette étape effectuée, les analyses de bruits (Pnoise) et petits signaux (PAC) peuvent débiter.

Nous allons distinguer deux types de circuits afin de dégager les points forts et faibles de ce simulateur.

##### • Circuits non-autonomes

Les circuits non-autonomes sont par exemple des amplificateurs ou des mixeurs. Pour ces types de circuits, ce simulateur est bien approprié lorsque la fréquence de battement, c'est à dire la fréquence correspondant à la copériodicité, est supérieure à  $1/100^e$  de la fréquence de la porteuse (dans le cas du mixeur présenté précédemment, la fréquence de la porteuse est 900 MHz). Lorsque le rapport des fréquences est inférieur à cette valeur, la convergence devient très longue à obtenir, du fait, d'une part, du temps de calcul pour obtenir le régime établi et, d'autre part, du nombre d'itérations nécessaires à la convergence de la PSS.

### • Circuits autonomes

Les circuits autonomes sont des oscillateurs simples ou des circuits caractérisant un oscillateur et aucune autre excitation. Comme il a été mentionné précédemment, les oscillateurs n'ont pas de copériodicité au sens strict puisqu'ils ne mettent en jeu qu'une seule fréquence. La fréquence que va chercher la PSS est la fréquence d'oscillation. Il est nécessaire pour obtenir la convergence de la simulation d'établir l'oscillation. C'est là que réside le principal désavantage de la méthode de calcul dans le domaine temporel du point de repos périodique. En effet, si le circuit met en jeu, comme dans le cas des VCOs réalisés en BiCMOS7RF, une boucle de contrôle d'amplitude, il faut attendre que tout le système soit stabilisé ce qui est d'autant plus long que la bande passante de la boucle est faible.

L'analyse en bruit (Pnoise) nous fournit entre autres le bruit de phase. Il est nécessaire de fournir au simulateur le nombre d'harmoniques à prendre en compte afin qu'il effectue ses calculs de conversion et de mélange de fréquence pour définir le bruit autour de la porteuse. Le fait de devoir déterminer soi-même ce paramètre apporte une imprécision supplémentaire au calcul et impose de faire un compromis entre précision et temps de calcul.

#### 4.2.3. EldoRF

Contrairement à SpectreRF, EldoRF calcul son point de repos périodique dans le domaine fréquentiel, c'est l'analyse SST, [MEN01]. La méthode s'appelle aussi l'Harmonic Balance. C'est également cette méthode qui est utilisée par le simulateur d'ADS (de la société Agilent). Il est nécessaire pour obtenir un résultat précis d'indiquer le nombre d'harmoniques à considérer d'où une certaine imprécision puisqu'une mauvaise estimation de ce paramètre empêchera la convergence ou fournira des résultats sur le point de repos périodique incomplets. Ce point rend donc le simulateur adapté pour des signaux pauvres en harmoniques.

Le simulateur décompose, pour la SST, les signaux en séries de Fourier, afin de calculer le point de repos périodique.

Les analyses possibles après obtention des résultats de la SST sont les mêmes que pour SpectreRF. Il y a les simulations en bruit (SSTNOISE), petits signaux (SSTAC), etc.

La SSTNOISE utilise le point de repos périodique pour calculer les produits de mélanges entre les sources de bruit du circuit et les signaux d'excitations ainsi que de leurs harmoniques.

De même, on peut distinguer les deux même familles de circuits et voir les points faibles et forts du simulateur pour chacune d'elle.

- **Circuits non-autonomes**

L'analyse SST se déroulant dans le domaine fréquentiel, le temps de calcul n'est pas impacté par une copériodicité faible et il n'est pas nécessaire d'attendre la stabilisation du circuit. Cependant il est nécessaire de connaître la richesse spectrale du signal.

- **Circuits autonomes**

Dans le cas des oscillateurs, la phase d'établissement du signal n'est pas nécessaire (sauf dans de très rares cas où la convergence est améliorée). On gagne donc sur le temps de simulation de ce point de vue. Cependant le signal d'un VCO est riche en harmoniques, les oscillateurs étant très fortement non-linéaires, il est donc important de préciser un nombre relativement grand d'harmoniques à prendre en compte, entraînant ainsi une augmentation du temps de calcul.

Pour ce qui est de l'analyse en bruit, la même remarque peut être faite que pour le simulateur SpectreRF : la précision des résultats dépend du nombre d'harmoniques prises en compte dans le calcul. Le temps de simulation est donc aussi impacté. Un résultat très intéressant est fourni par EldoRF : il s'agit de la contribution de chaque bande (spectre de bruit autour de chaque harmonique) au bruit de phase. On peut ainsi identifier si le bruit est converti principalement par mélanges de l'harmonique 0, 1, 2, 3, etc. et ainsi trouver des solutions de filtrage, de réduction de valeurs de résistances, etc. Ce résultat est théoriquement disponible sous SpectreRF mais n'est pas fourni.

## 5. CONCLUSION

Ce chapitre a permis d'exposer toutes les étapes de la conception d'oscillateurs : tout d'abord la prise de connaissance des technologies utilisées (CMOS 0.13  $\mu\text{m}$  et BiCMOS 0.25  $\mu\text{m}$ ), puis le dessin de composants passifs optimisés pour chacune des applications visées, cette phase de travail étant assez longue.

Le choix des structures d'oscillateurs ayant été fait dans le chapitre précédent, la conception proprement dite des oscillateurs a été présentée. Les difficultés liées soit à la tension d'alimentation pour les VCOs en HCMOS9, soit à la couverture de fréquence liée à des performances en bruit de phase très contraignantes pour les VCOs en BiCMOS7RF ont été exposés. L'optimisation du bruit de phase des VCOs en HCMOS9 a conduit à l'invention d'un système de polarisation des varactors permettant d'égaliser le  $K_{vco}$  et donc de rendre le comportement du VCO constant sur toute sa plage de fréquence, le rendant plus adapté à une intégration dans une PLL. Les résultats expérimentaux ont permis de confirmer l'efficacité du système. La réalisation des VCOs en BiCMOS7RF a mis en évidence des difficultés différentes. La plus grande sophistication du circuit a permis de souligner les difficultés de réaliser des oscillateurs ayant des fonctions annexes (contrôle d'amplitude, calibration de fréquence par capacités commutées) sans dégrader les performances de bruit de phase.

Une présentation succincte du fonctionnement des différents simulateurs utilisés permet de préconiser leur utilisation dans telle ou telle situation en fonction du type de circuit et de la précision recherchée.

**BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2**

- AGI00 Agilent Technologies, "*Agilent Eesof EDA E8921A/AN Momentum*", Document de présentation de produit.
- AND00 Pietro Andreani and Sven 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.
- BLU03 Bluetooth specification, "*Specification of th Bluetooth System - Core System Package [Controller Volume] version 1.2*", November 2003
- CAD03 Cadence®, "*Spectre RF Tools - Lecture Manual – v5.0*", 2003.
- CAM02 Laurent Camino, "*Modulation directe d'un synthétiseur de fréquence à division fractionnaire en boucle fermée*", Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux, N° d'ordre : 2501.
- DIV04 Thierry Divel, Julien Mira, "*Oscillateur à varactor commandé en tension, à étalement de sensibilité*", brevet publié sous la référence EP 1406379 A1, 2004.
- GSM04 GSM, DCS, PCS specifications, "*3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Radio transmission and reception (Release 6)*", 3GPP TS 45.005 v6.6.0, Juillet 2004.
- HAI99 Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "*Design Issues in CMOS Differential Oscillators*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, No. 5, pp. 717-724, May 1999.
- KAM Andreas Kämpe and Håkan Olsson, "*Design of an LC-VCO with one Octave Tuning Range*".
- MAR99 Mihai A. Margarit, Joo LeongTham, Robert G. Meyer and M. Jamal Deen, "*A Low-Noise, Low-Power VCO with Automatic Amplitude Control for Wireless Applications*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, No. 6, pp. 761-771, June 1999.
- MEN01 Mentor Graphics, "*Mixer simulations with Eldo RF*", Mentor Graphics Application Note, 2001.
- MER98 Ferenc Mernyei, Franz Darrer, Matthijs Pardoen and Andreas Sibrai, "*Reducing the Substrate Losses of RF Integrated Inductors*", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, No. 9, pp. 300-301, September 1998.

- MIR04 Julien Mira, Thierry Divel, Serge Ramet, Jean-Baptiste Begueret, Yann Deval, "*Distributed MOS Varactor Biasing for VCO Gain Equalization in 0.13 $\mu$ m CMOS Technology*", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2004
- ROG00 John W. M. Rogers, Jose A. Macedo and Calvin Plett, "*The Effect of Varactor Nonlinearity on the Phase Noise of Completely Integrated VCOs*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 9, pp. 1360-1367, September 2000.
- SVE99 F. Svelto, P. Erratico, S. Manzini and R. Castello, "*A Metal-Oxide Semiconductor Varactor*", IEEE Electron Device Letters, vol. 20, No. 4, pp. 164-166, April 1999.
- TIE01 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
- WCD04 WCDMA specifications, "*3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group Radio Access Network ; User Equipment (UE) radio transmission and reception(FDD) (Release 6)*", 3GPP TS 25.101 v6.4.0, Mars 2004.
- YUE98 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.
- ZAN01 A. Zanchi, A. Bonfanti, S. Levantino, C. Samori and A. L. Lacaita, "*Automatic Amplitude Control Loop for 2-V, 25-GHz LC-tank VCO*", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2001.







# CHAPITRE 3

## APPROCHE THEORIQUE DES MECANISMES DE CONVERSION DU BRUIT DANS LES VCOs

### SOMMAIRE

1. DEFINITION DU CALCUL BRUIT/SIGNAL ET DU BRUIT DE PHASE - COHERENCE AVEC LE CALCUL DE BRUIT DE D.B. LEESON .....	127
1.1. DEFINITION DU RAPPORT BRUIT/SIGNAL ET DU BRUIT DE PHASE - DEMONSTRATION DE NOTIONS COURAMMENT ADMISES .....	127
1.1.1. Définition du NSR et bruit de phase .....	128
1.1.2. Cas général d'un bruit unilatéral ( $+d\omega$ ) .....	129
1.1.3. Cas général d'un bruit bilatéral ( $\pm d\omega$ ) .....	132
1.1.4. Cas d'un montage différentiel .....	133
1.2. APPLICATION A LA FORMULE DE LEESON .....	135
2. PRINCIPE DE CONVERSION PAR MELANGE DE FREQUENCES METTANT EN JEU LA CARACTERISTIQUE I(V) D'UN TRANSCONDUCTEUR .....	137
2.1. CAS DE L'OSCILLATEUR A SIMPLE PAIRE CROISEE MODELISE PAR L'OSCILLATEUR DE VAN DER POL GENERALISE : EFFET DU COURANT CONTINU DE POLARISATION .....	137
2.1.1. Présentation de la problématique dans le cas d'une source de bruit en mode commun..	138
2.1.2. Calcul du bruit de phase résultant : conversion du bruit à $2\omega_0+d\omega$ .....	141
2.1.3. Conclusion .....	146
2.2. GENERALISATION A UN GM REALISTE .....	147

2.3. EXTENSION DE LA METHODE DE CALCUL A N'IMPORTE QUELLES SOURCES DE BRUITS SITUEES A N'IMPORTE QUELLES HARMONIQUES .....	148
2.3.1. <i>Extension de la méthode de calcul à une source de bruit en mode différentiel</i> .....	148
2.3.2. <i>Conclusion</i> .....	151
3. CONVERSION PARAMETRIQUE DU BRUIT (CONVERSION AM/PM) .....	151
3.1. PRESENTATION GENERALE DU MECANISME DE CONVERSION PARAMETRIQUE.....	151
3.2. PRESENTATION DU CALCUL DE LA CONVERSION PARAMETRIQUE LORS DE L'EMPLOI DE VARACTORS.....	153
3.3. GENERALISATION DU PRINCIPE DE CONVERSION PARAMETRIQUE.....	155
4. CONCLUSION .....	156
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 .....	158

Les mécanismes de conversion du bruit en bruit de phase, pour les oscillateurs contrôlés en tension, peuvent être classés en deux grandes familles. Il y a un mécanisme dû au mélange des fréquences présentes dans le résonateur, c'est ce que l'on appelle le bruit de conversion de fréquences. Le second mécanisme est lié aux non-linéarités des réactances présentes dans le circuit y compris les éléments parasites associés aux composants, c'est le bruit de conversion paramétrique.

Le travail effectué dans cette étude porte principalement sur la conversion de fréquence et plus précisément sur les différents mélanges de fréquences suivant l'origine du bruit, afin de trouver une méthode de calcul pour connaître rapidement et au premier ordre les performances en bruit de l'oscillateur.

Tout d'abord un rappel du calcul du rapport bruit/signal ainsi que du calcul de bruit de phase qui en découle sera proposé ainsi que des notions utilisées pour accéder aux résultats. Ce premier paragraphe sera suivi par la présentation du travail effectué sur la conversion de fréquence et la modélisation de l'oscillateur permettant d'avoir accès rapidement au bruit de phase. Un point sur la conversion paramétrique du bruit terminera ce chapitre.

## **1. DEFINITION DU CALCUL BRUIT/SIGNAL ET DU BRUIT DE PHASE - COHERENCE AVEC LE CALCUL DE BRUIT DE D.B. LEESON**

Les définitions du rapport bruit/signal et du bruit de phase sont généralement bien admises. Cependant, pour parvenir à ces calculs, il est nécessaire de faire appel à certaines notions qui sont très rarement démontrées ou qui sont généralement acceptées dans la pratique. Les travaux présentés ici démontreront ces notions de la façon la plus rigoureuse et intelligible possible.

Ces démonstrations seront ensuite utilisées pour re-démontrer la formule de calcul de Leeson sur le bruit de la résistance de perte d'un oscillateur.

### **1.1. Définition du rapport Bruit/Signal et du bruit de phase - démonstration de notions couramment admises**

### 1.1.1. Définition du NSR et bruit de phase

Dans un montage comme celui de la Figure 3-1, l'énergie dans le réseau LC est constante puisque les pertes d'énergie sont modélisées par la résistance de perte qui à l'équilibre est parfaitement compensée par le circuit d'entretien.

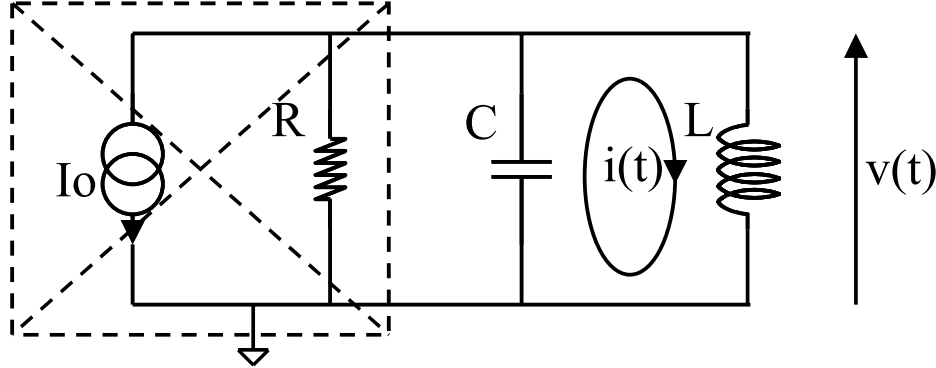


Figure 3-1 : Schéma équivalent à l'équilibre d'un oscillateur

L'énergie du signal ( $E_s$ ) contenue dans le résonateur est donnée par :

$$E_s = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i(t)^2 + \frac{1}{2} \cdot C \cdot v(t)^2 \quad \text{Eq. 3-1}$$

avec :

$i(t)$  : le courant sinusoïdal circulant dans le résonateur,  $i(t) = i_p \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$

$v(t)$  : la tension sinusoïdale circulant dans le résonateur,  $v(t) = v_p \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$

Si on prend le cas particulier de l'instant du maximum de tension pour calculer l'énergie dans le résonateur, [LEE00], on obtient :

$$E_s = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_p^2 \quad \text{Eq. 3-2}$$

On peut généraliser ce calcul à l'énergie ( $E_n$ ) générée dans le résonateur par un bruit

$v_b$  :

$$E_b = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_b^2 \quad \text{Eq. 3-3}$$

avec :

$v_b$  : l'amplitude du signal de bruit :  $v_b(t) = v_b \cdot \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t)$

La tension de bruit aux bornes du résonateur peut être définie par :

$$v_b(t) = Z(d\omega) \cdot i_b(t) \quad \text{Eq. 3-4}$$

avec :

$Z(d\omega)$  : l'impédance du résonateur à la pulsation  $\omega_0 + d\omega$

$i_b(t)$  : le courant de bruit aux bornes du résonateur

L'impédance du résonateur est définie, à de faibles écarts de fréquence (comparativement à la fréquence d'oscillation), par :

$$Z(d\omega) = \frac{R \cdot \omega_0}{2 \cdot Q \cdot d\omega} = \frac{1}{2 \cdot C \cdot d\omega} \quad \text{Eq. 3-5}$$

Le rapport bruit/signal (NSR : Noise to Signal Ratio) est en fait le rapport de l'énergie du bruit sur celle du signal :

$$NSR = \frac{\frac{1}{2} \cdot C \cdot v_b^2}{\frac{1}{2} \cdot C \cdot v_p^2} = \frac{v_b^2}{v_p^2} \quad \text{Eq. 3-6}$$

Le bruit de phase est défini par :

$$Bruit_{phase} = L(d\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{v_b^2}{v_p^2} \right) \quad \text{Eq. 3-7}$$

### 1.1.2. Cas général d'un bruit unilatéral (+d $\omega$ )

Dans la pratique, il est des cas où ce calcul du bruit de phase ne concorde ni avec les simulations ni avec les mesures. En effet, il ne tient pas compte d'un certain nombre de phénomènes liés à l'oscillateur.

Considérons un bruit susceptible de générer du bruit de phase. Ce bruit est soit une perturbation (raie parasite,...), soit une bande de bruit unilatérale (une bande de bruit se situant spectralement sur un seul côté d'une harmonique). L'expérience montre que le résultat du calcul de bruit de phase est 6 dB supérieur à la simulation. Deux phénomènes se cachent derrière cette différence. Le premier est l'équipartition de la densité spectrale du bruit entre bruit de phase et bruit d'amplitude et le second est la limitation de l'amplitude de l'oscillateur qui engendre la création d'une image spectrale, [KOD97].

#### • Bruit d'amplitude

Une perturbation peut être considérée comme un vecteur tournant à la vitesse angulaire  $\omega_0 + d\omega$  et s'ajoutant au vecteur signal tournant lui à  $\omega_0$ , voir Figure 3-2 et Eq. 3-8.

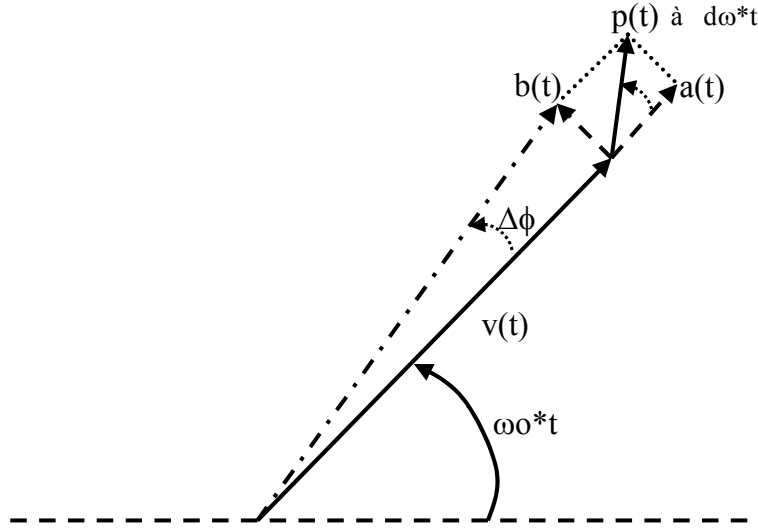


Figure 3-2 : Illustration vectorielle de la décomposition d'un vecteur de bruit

Soit le vecteur résultant :

$$v_{\text{bruit}}(t) = v(t) + p(t) = \cos(\omega_0 \cdot t) + \theta \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + d\omega t) \quad \text{Eq. 3-8}$$

avec :

$$p(t) : \text{la perturbation } \theta \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + d\omega t)$$

Ce vecteur de bruit peut se décomposer en un vecteur en phase avec le signal : (a(t)) principal et un vecteur en quadrature : (b(t)).

$$p(t) = \theta \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + d\omega t) = \theta \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos(d\omega t) - \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin(d\omega t)) \quad \text{Eq. 3-9}$$

On retrouve alors les vecteurs :

$$a(t) = \theta \cdot \cos(d\omega t) \quad \text{et} \quad b(t) = \theta \cdot \sin(d\omega t) \quad \text{Eq. 3-10}$$

Le vecteur a(t) est supprimé par l'effet limiteur de tension de l'oscillateur. Le vecteur b(t) voit sa norme varier en fonction de la rotation du vecteur p(t). Il y a donc modulation d'amplitude d'un vecteur en quadrature avec le vecteur du signal de l'oscillateur, c'est à dire : modulation de phase de l'oscillateur.

Si on parle de bruit, il faut raisonner en probabilité et en puissance. Le vecteur perturbation tournant, son énergie peut être décomposée en vecteur a(t) ou b(t) avec la même probabilité. Seule la moitié de la puissance de p(t), est reportée sur b(t), d'où la soustraction de 3 dB pour l'élimination de la modulation d'amplitude.

### •Création du bruit image

Il faut ensuite retirer 3 dB à cause de la création du bruit de phase image se situant à  $\omega_0-d\omega$ . En effet, la création du bruit image peut s'expliquer de deux façons : analytique et vectorielle.

Nous avons écrit précédemment que seul le vecteur  $b(t)$  contribuait au bruit de phase. Si on effectue le calcul en ne tenant compte que de la composante en quadrature avec le signal, on peut écrire :

$$p(t) = -\theta \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin(d\omega \cdot t) = -\frac{\theta}{2} (\cos((\omega_0 - d\omega) \cdot t) - \cos((\omega_0 + d\omega) \cdot t)) \quad \text{Eq. 3-11}$$

On voit alors apparaître spectralement deux raies de puissance égale et situées à un offset égal lui-aussi. Une perturbation (un bruit) d'origine  $\omega_0+d\omega$  génère deux perturbations (bruits) de puissance égale et moitié de celle d'origine, à  $\omega_0+d\omega$  et  $\omega_0-d\omega$ .

Vectoriellement, il faut voir que le vecteur  $b(t)$  est un vecteur glissant, il se décompose donc en deux vecteurs tournant à des vitesses angulaires égales mais de signe opposé, Figure 3-3.

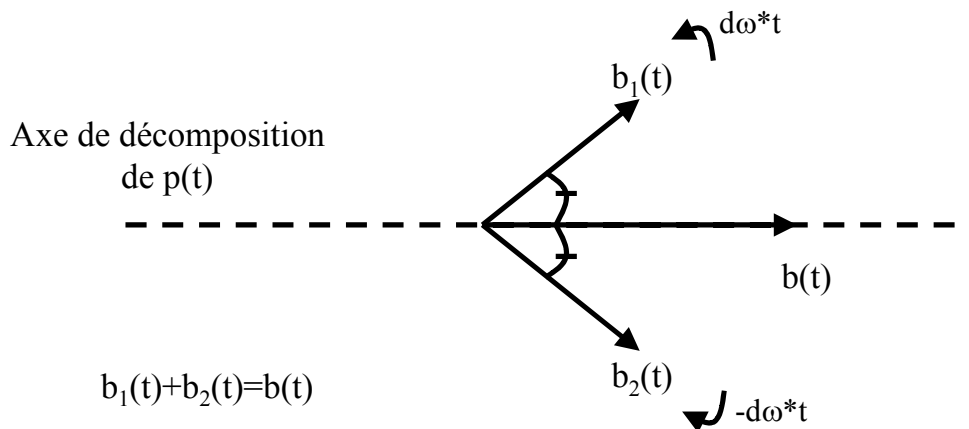


Figure 3-3 : Décomposition d'un vecteur glissant

On voit alors apparaître les deux composantes, de puissance égale, en  $\omega_0+d\omega$  et  $\omega_0-d\omega$ .

Cette décomposition peut être vérifiée en simulation en utilisant une source unilatérale à  $\omega_0+d\omega$  et en vérifiant que le bruit de phase à  $\omega_0+d\omega$  est réduit de moitié par création de l'image à  $\omega_0-d\omega$ .

• **Conclusion**

On peut représenter ces deux phénomènes, suppression du bruit d’amplitude (du à l’équipartition de la densité spectrale) et création du bruit image conduisant au bruit de phase, de façon graphique :

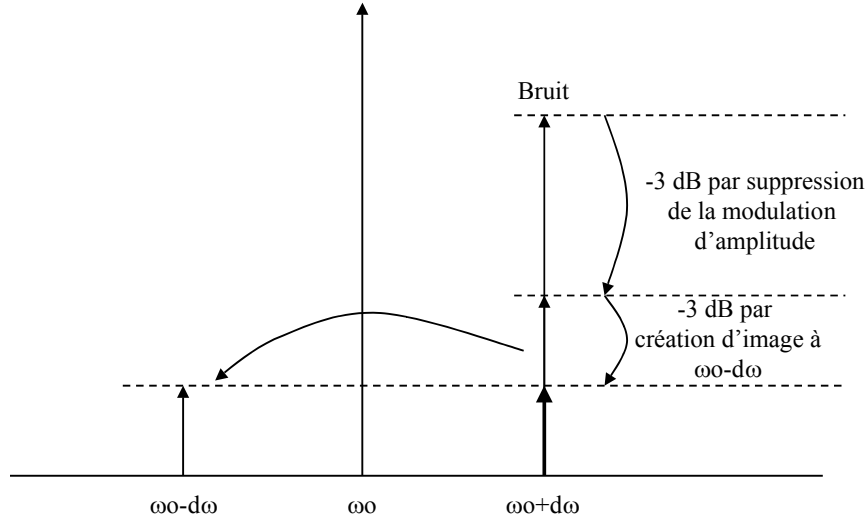


Figure 3-4 : Représentation de la répartition d'un bruit unilatéral

Du point de vue calcul de la tension aux bornes du résonateur, il faut appliquer des facteurs correctifs pour obtenir le bruit de phase réel :

$$v_b(t) = Z(d\omega) \cdot i_b(t) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{Eq. 3-12}$$

Le bruit de phase vaut donc :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{v_b^2}{v_p^2} \right) \tag{Eq. 3-13}$$

Souvent pour des raisons pratiques, les coefficients correctifs ne sont pas appliqués lors du calcul, on se contente de leur approximation, correspondant à 6 dB environ que l’on applique sur la valeur du bruit de phase calculée.

1.1.3. Cas général d'un bruit bilatéral ( $\pm d\omega$ )

Dans le cas d'une perturbation bilatérale ou d'une bande de bruit bilatérale (symétriques par rapport à une harmonique), les phénomènes précédents sont toujours existant mais la présence de bruit symétrique implique de tenir compte de la création de son propre bruit image.



En effet, le bruit se situant en  $+d\omega$  crée une image en  $-d\omega$  mais le bruit se situant en  $-d\omega$  génère une image en  $+d\omega$ .

Il faut donc pour obtenir le bruit de phase final effectuer les corrections suivantes :

- retirer 3 dB pour la composante d'amplitude
- retirer 3 dB pour la création du bruit image
- ajouter 3 dB de création de bruit de la composante complémentaire

Pour les mêmes raisons pratiques qu'au paragraphe précédent, on n'utilisera comme approximation de  $10\log(1/2)$  la valeur de -3 dB.

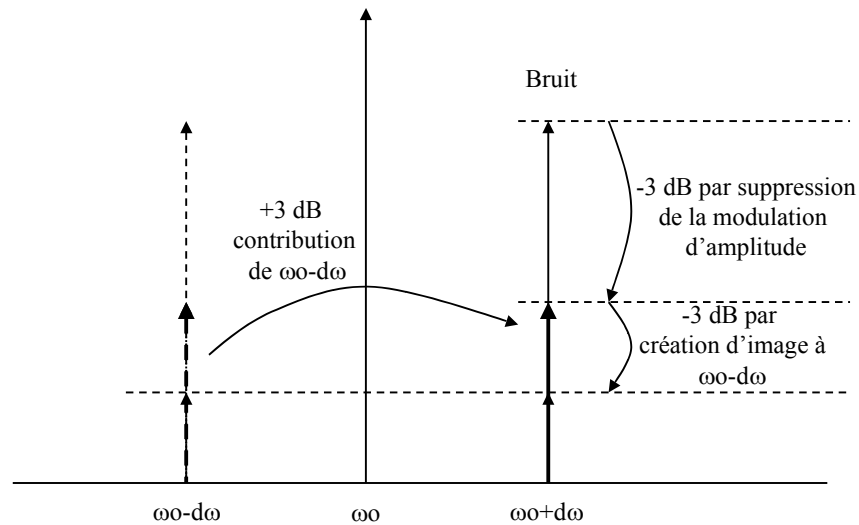


Figure 3-5 : Représentation de la répartition d'un bruit bilatéral

Le calcul de la tension de bruit devient :

$$v_b(t) = Z(d\omega) \cdot i_b(t) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{Eq. 3-14}$$

Le calcul du bruit de phase est :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log\left(\frac{v_b^2}{v_p^2}\right) \tag{Eq. 3-15}$$

On peut aussi se contenter de soustraire 3 dB du calcul du bruit de phase si les termes correctifs n'ont pas été appliqués lors du calcul de la tension de bruit.

#### 1.1.4. Cas d'un montage différentiel

Dans le cas d'un oscillateur différentiel, on peut être amené à calculer la tension ou le courant de bruit sur une branche du circuit. Il faut ensuite le/la ramener en tension ou courant différentiel aux bornes du résonateur pour obtenir le bruit de phase.

Soit le schéma permettant de calculer la tension différentielle :

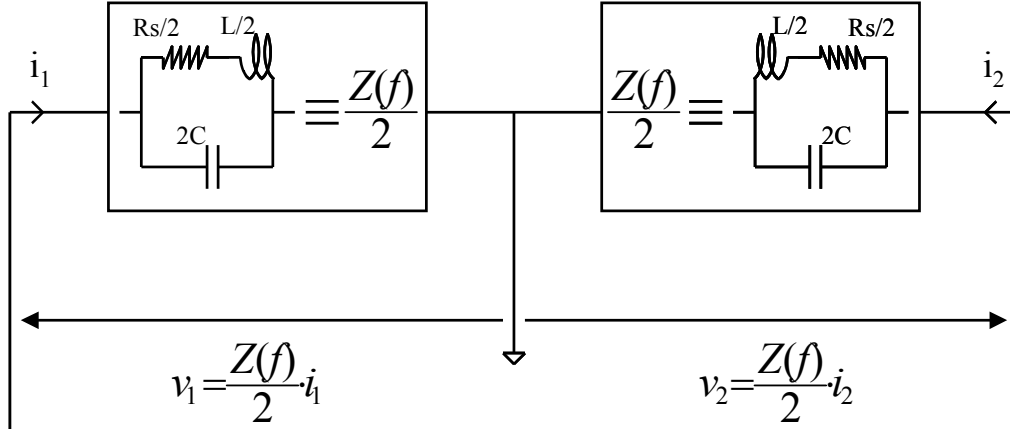


Figure 3-6 : Schéma de calcul de la tension différentielle

On a :

$$v_{diff} = v_1 - v_2 = \frac{Z(f)}{2} \cdot (i_1 - i_2) \tag{Eq. 3-16}$$

or :

$$i_1 = -i_2 \tag{Eq. 3-17}$$

donc

$$v_{diff} = Z(f) \cdot i_1 \tag{Eq. 3-18}$$

Dans le cas d'un calcul de tension de bruit, il est important de prendre en compte la corrélation entre les sources de bruit. D'une façon générale, on a :

$$v_{bruit\_diff}^2 = \left[ \frac{Z(d\omega)}{2} \cdot (i_{bruit1} - i_{bruit2}) \right]^2$$

donc

$$v_{bruit\_diff}^2 = \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit1}^2 + \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit2}^2 - 2 \cdot \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit1} \cdot i_{bruit2} \cdot C \tag{Eq. 3-19}$$

avec :

C : le coefficient de corrélation entre les deux signaux

$i_{bruit}$  : le courant de bruit sur une branche

Dans le cas de courants de bruits bilatéraux totalement corrélés et totalement en opposition de phase,  $C = -1$ , on obtient :

$$v_{bruit\_diff}^2 = 4 \cdot \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit1}^2 = 4 \cdot \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit2}^2 \tag{Eq. 3-20}$$

Dans le cas de courants de bruits bilatéraux décorrélés,  $C=0$ , on obtient :

$$v_{bruit\_diff}^2 = 2 \cdot \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit1}^2 = 2 \cdot \left( \frac{Z(d\omega)}{2} \right)^2 \cdot i_{bruit2}^2 \tag{Eq. 3-21}$$

### 1.2. Application à la formule de Leeson

La formule de Leeson comme décrite au Chapitre 1 paragraphe §2.3.1, découle d'un calcul plus simple du bruit de phase d'un oscillateur élémentaire, [LEE66], [LEE00], comme celui de la Figure 3-7 :

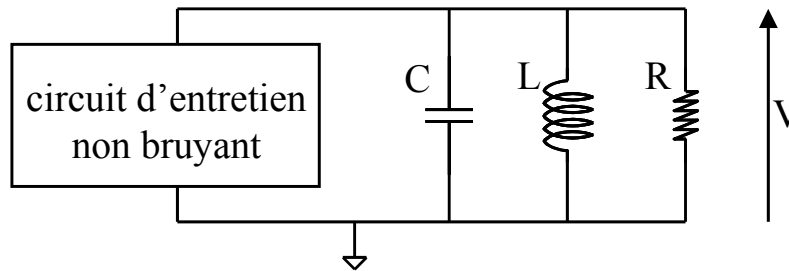


Figure 3-7 : Schéma d'oscillateur élémentaire

Le seul élément bruyant du circuit est la résistance de perte. Son courant de bruit blanc est défini par (Chapitre 1 paragraphe §2.1.2) :

$$i_{bruit}^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} \tag{Eq. 3-22}$$

Le schéma de l'oscillateur devient :

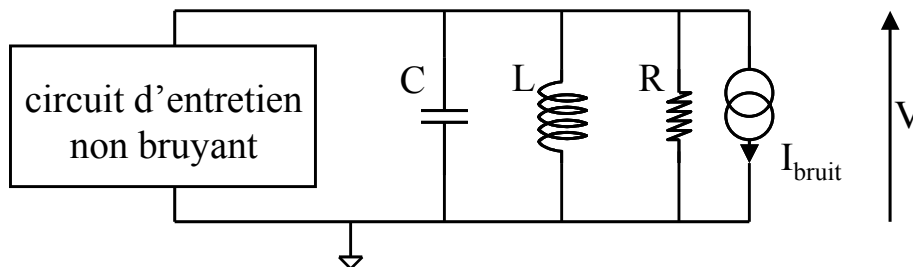


Figure 3-8 : Schéma d'oscillateur élémentaire avec prise en compte du bruit de la résistance parallèle de pertes

Ce courant de bruit devient tension de bruit une fois multiplié par l'impédance du résonateur (Eq. 3-5). On obtient alors :

$$v_{\text{bruit}}^2 = i_{\text{bruit}}^2 \cdot Z(d\omega)^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q \cdot d\omega} \right)^2 \quad \text{Eq. 3-23}$$

Le bruit de la résistance est un bruit blanc, il va donc d'une part créer du bruit d'amplitude comme n'importe quel bruit mais la création d'image est bilatérale. Il faut donc appliquer le facteur correctif comme montré au §1.1.3. La tension de bruit est donc :

$$v_{\text{bruit}}^2 = i_{\text{bruit}}^2 \cdot Z(d\omega)^2 \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 = 2 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q \cdot d\omega} \right)^2 \quad \text{Eq. 3-24}$$

Le bruit de phase est alors donné par :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{v_b^2}{v_p^2} \right) = 10 \cdot \log \left( \frac{2 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q \cdot d\omega} \right)^2}{v_p^2} \right) \quad \text{Eq. 3-25}$$

ou encore :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{v_b^2}{v_p^2} \right) = 10 \cdot \log \left( \frac{2 \cdot k \cdot T \cdot \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q \cdot d\omega} \right)^2}{P_{DR}} \right) \quad \text{Eq. 3-26}$$

avec :

$P_{DR}$  : la puissance dissipée dans la résistance R

Les démonstrations faites sur les différents phénomènes propres au calcul du bruit de phase des oscillateurs sont confirmées par la re-démonstration de la formule de calcul du bruit de phase engendré par la résistance de pertes de l'oscillateur.

Nous allons donc utiliser ces formules afin de calculer le bruit généré par des sources de bruit plus complexes, c'est à dire des sources de bruit autre que de bruit blanc, des sources de bruit bilatérales ou unilatérales, des sources de bruit centrées autour de certaines harmoniques, etc.

## **2. PRINCIPE DE CONVERSION PAR MELANGE DE FREQUENCES METTANT EN JEU LA CARACTERISTIQUE I(V) D'UN TRANSCONDUCTEUR**

La conversion de bruit dû aux mélanges de fréquences au cœur de l'oscillateur n'est pas un phénomène toujours bien expliqué quant à sa contribution au bruit de phase.

L'idée générale de l'étude est l'identification des contributeurs et des chemins de mélange de bruit de phase. Pour que cette étude soit facilement applicable de façon pratique, il est indispensable de disposer d'un modèle de l'oscillateur simplifié.

### **2.1. Cas de l'oscillateur à simple paire croisée modélisé par l'oscillateur de Van Der Pol généralisé : effet du courant continu de polarisation**

Comme dit précédemment, le modèle d'oscillateur utilisé en simulation est idéalisé afin de mettre en évidence les seuls mécanismes de conversion fréquentielle de bruit. Ce modèle est caractérisé par :

- la suppression des varactors dont le comportement non-linéaire contribue à la conversion paramétrique
- l'annulation du bruit blanc de la résistance de perte de l'inductance afin de ne tenir compte que du bruit de phase des autres composants
- le remplacement des transistors par des interrupteurs parfaits
- l'utilisation de polarisations non-bruyantes

Le résonateur est de type RLC série pour refléter le comportement réel du résonateur. En effet, le modèle parallèle du résonateur n'est valable qu'à la fréquence d'oscillation.

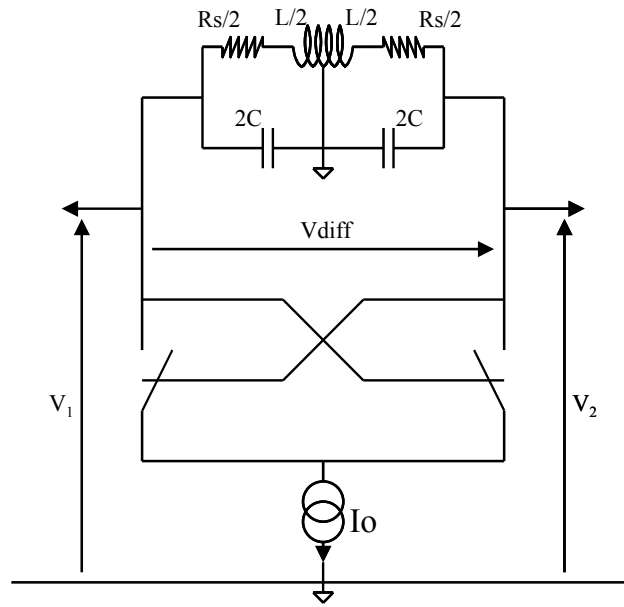


Figure 3-9 : Schéma du circuit idéal à interrupteurs

### 2.1.1. Présentation de la problématique dans le cas d'une source de bruit en mode commun

Pour démarrer cette recherche, il a été décidé d'étudier la conversion d'un bruit dont la source apparaît en mode commun, lequel pourrait, par exemple, être généré par la polarisation du VCO.

Il a fallu tout d'abord déterminer quel(s) était(ent) le(s) contributeur(s) majoritaire(s) à la création du bruit de phase. Le simulateur EldoRF permet de connaître la contribution du bruit autour de chaque harmonique. Le schéma simulé est présenté en Figure 3-10 :

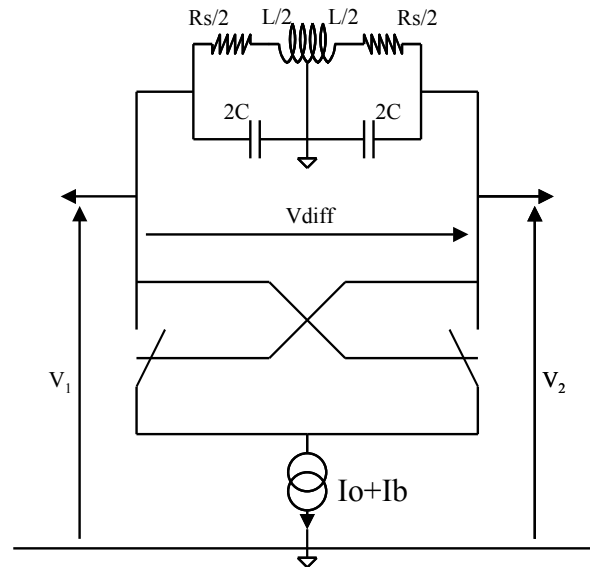


Figure 3-10 : Schéma de simulation du bruit en mode commun

Le bruit In est de type bruit blanc. Ainsi la densité spectrale de bruit est constante sur tout le spectre, ne « favorisant » aucune fréquence particulière.

Il est apparu au terme de la simulation qu’il s’agissait du bruit situé autour de l’harmonique 2, [HAJ99] [MUE00], du signal qui était contributeur majoritaire (99 %). Ce résultat est confirmé avec le simulateur Spectre en effectuant la comparaison entre les résultats de bruit de phase issus de la même simulation que celle d’EldoRF et une simulation utilisant un bruit ayant un spectre rectangulaire limité à la bande  $2\omega_0 \pm d\omega$  et de même densité spectrale de puissance, Figure 3-11.

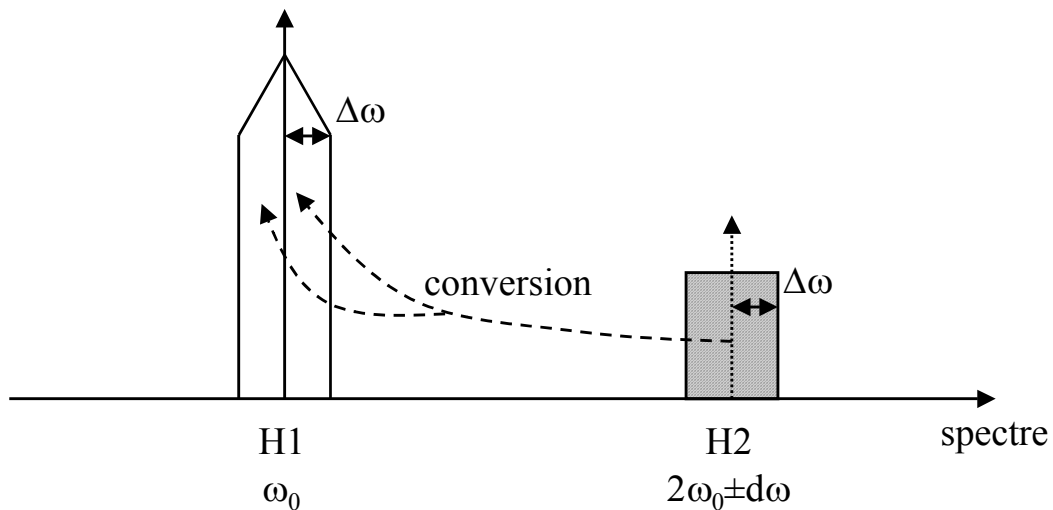


Figure 3-11 : Représentation spectrale du bruit créneau et de la résultante en bruit de phase

Pour comprendre et quantifier ce résultat, il est nécessaire de donner le modèle simplifié de l'interrupteur utilisé en simulation. Une transconductance de type polynomial donne une approximation convenable de la réponse d'un interrupteur et permet de réaliser des calculs analytiques, [POL34]. Elle est définie par :

$$I(t)=Gm(V(t))=\alpha_1 \cdot V(t)+\alpha_3 \cdot V^3(t)+\alpha_5 \cdot V^5(t)+\alpha_i \cdot V^i(t) \quad \text{Eq. 3-27}$$

avec :

$\alpha_i$  : les coefficients du polynôme

$i$  : nombre entier impair

$V(t)$  : la tension sinusoïdale temporelle de commande de la transconductance, la tension d'une branche du résonateur

Nous n'utiliserons qu'un polynôme impair car la décomposition en séries de Fourier de la réponse d'un interrupteur ne comporte que des éléments impairs. L'identification entre la décomposition en série de Fourier et l'équation de la transconductance permettra de déterminer la valeur des coefficients  $\alpha_i$  (Annexe B paragraphe §1). Le calcul des coefficients est tel que les tensions et courants dans les cas du montage à interrupteurs et à transconductances sont, sinon égaux, du moins très proches ; afin de pouvoir effectuer des comparaisons.

Dans l'étude, nous arrêterons le degré polynôme à l'ordre 3. Cependant des vérifications seront faites avec un polynôme de degré 5, bien que des précautions doivent être prises car un polynôme d'ordre  $N$  amplifie anormalement l'harmonique  $N-1$ . Ainsi lors de l'emploi d'une transconductance d'ordre 5, c'est le bruit centré autour de l'harmonique 4 qui devient contributeur majoritaire.

Ceci pose le problème de l'approximation de la réponse de l'interrupteur. Mais la problématique n'est pas exactement la même dans le cas d'un transistor car sa réponse n'est pas aussi parfaite que celle d'un interrupteur. Des précisions sur ce point seront apportées dans le paragraphe §2.2.

Pour des raisons de commodité de simulation, la source de courant DC :  $I_0$ , est remplacée par un coefficient pair :  $\alpha_0$  dans le polynôme de la transconductance, qui devient alors :



$$I(t)=Gm(V(t))=\alpha_0+\alpha_1 \cdot V(t)+\alpha_3 \cdot V^3(t)+\alpha_5 \cdot V^5(t)+\alpha_i \cdot V^i(t) \tag{Eq. 3-28}$$

avec

$$\alpha_0=\frac{I_0}{2} \tag{Eq. 3-29}$$

Dans un but de simplification, la tension de bruit induite par le courant de bruit  $I_n$  sera modélisée par une source de tension de bruit idéale  $V_n$ , sans tenir compte des impédances de sources. En effet, ceci ne modifie pas le mécanisme de conversion de fréquence à un facteur multiplicatif près. Le schéma devient :

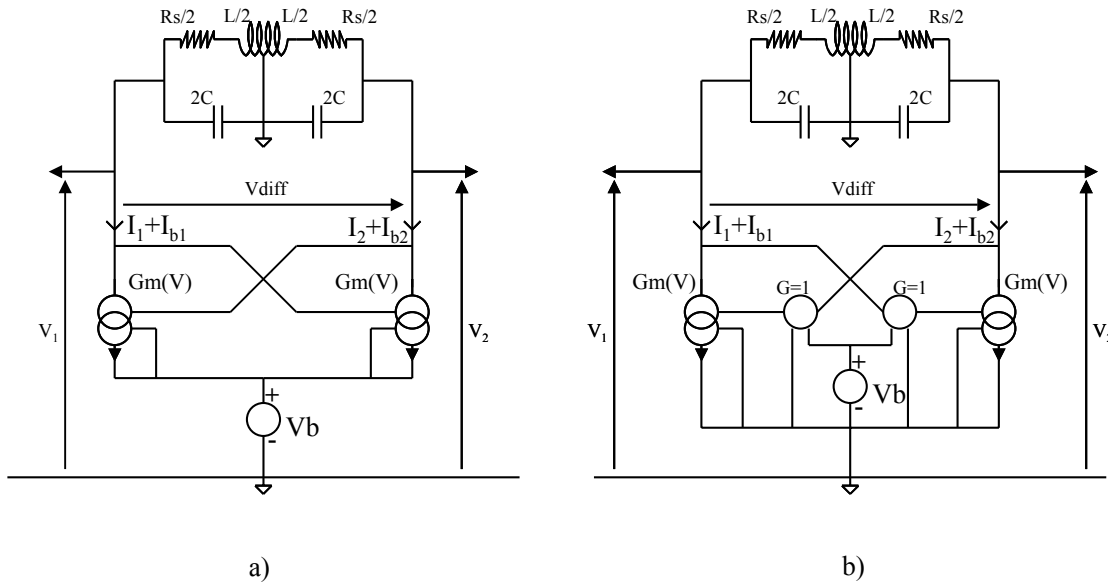


Figure 3-12 : Schémas équivalents de simulations

Ces deux schémas (Figure 3-12) sont équivalents du point de vue des tensions continues et donnent les mêmes résultats en simulation de bruit de phase.

Afin de savoir si le modèle de la transconductance est valable pour calculer le bruit de phase résultant, nous allons utiliser la même approche que pour l'étude de Leeson, c'est à dire ramener en parallèle aux bornes du résonateur une source de courant de bruit et faire un calcul identique à ceux présentés des équations Eq. 3-23 à Eq. 3-26. La comparaison des résultats avec les simulations validera la théorie.

### 2.1.2. Calcul du bruit de phase résultant : conversion du bruit à $2\omega_0+d\omega$

L'idée, pour calculer le bruit de phase résultant de la présence d'une source de bruit de type mode commun, est de d'abord calculer la fonction de transfert de ce bruit vers les bornes du résonateur. Pour cela, nous utiliserons le schéma de la Figure 3-12-b) et traiterons le signal

de bruit comme le signal de la porteuse, c'est à dire que nous allons calculer la quantité de courant que va générer  $V_n$  à travers la transconductance :  $G_m(V_b)$ .

Cette méthode confirme les résultats de la simulation faite avec un bruit blanc, puisqu'un bruit centré autour des pulsations autres que  $2\omega_0 \pm d\omega$  donne des composantes à  $\omega_0 \pm d\omega$  du deuxième ordre ou ne donne pas de composante à cette pulsation.

Nous déterminerons donc les produits de mélange entre la porteuse et les composantes de bruit à  $2\omega_0 \pm d\omega$  qui se trouvent repliés à  $\omega_0 \pm d\omega$ .

On ne peut cependant pas réduire le calcul à ce simple raisonnement. Il est indispensable d'adjoindre le signal de la porteuse afin de prendre en compte les mélanges de fréquences ( $F_0$  pour la porteuse et  $2F_0$  pour le bruit). Le calcul devient alors :

$$I_2(t) = G_m(V_1(t) + V_b(t)) \quad \text{Eq. 3-30}$$

avec :

$$V_1(t) = V_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - \text{offset}$$

$$V_b(t) = V_b \cdot \sin((2\omega_0 \pm d\omega) \cdot t)$$

Le terme *offset* est l'offset de tension, sur le signal d'une demi-branche, créé par la circulation du courant continu à travers la demi-résistance de perte de chaque branche de l'oscillateur. Il est donc égal à :

$$\text{offset} = \frac{I_0 \cdot R_s}{2} \quad \text{Eq. 3-31}$$

Sans ce terme, qui n'apparaît qu'en utilisant le résonateur de type RLC série, la conversion du bruit n'apparaît pas. Ce phénomène de masquage de la conversion est confirmé par la simulation de l'oscillateur parfait.

Pour faire les calculs, on va s'intéresser à la contribution d'une bande de fréquence de bruit élémentaire suffisamment étroite pour être assimilée à une sinusoïde et dont l'amplitude est donnée par la densité spectrale de la source de bruit.

Nous allons considérer le bruit comme étant issu d'une source unilatérale et appliquer les facteurs correctifs. La tension de bruit servant au calcul est alors définie par :

$$V_b(t) = V_b \cdot \sin((2\omega_0 + d\omega) \cdot t) \quad \text{Eq. 3-32}$$

Le calcul du courant  $I_2(t)$  est donné par :

$$I_2(t) = Gm(V_1(t) + V_b(t)) = \alpha_0 + \alpha_1 [V_1 \cdot \sin(\omega_0 t) - \text{offset} + V_b \cdot \sin((2\omega_0 + d\omega)t)] + \alpha_3 [V_1 \cdot \sin(\omega_0 t) - \text{offset} + V_b \cdot \sin((2\omega_0 + d\omega)t)]^3 \quad \text{Eq. 3-33}$$

Le développement de cette expression donne (classé par fréquence croissante) :

$$\begin{aligned} I_2(t) = & \alpha_0 - \alpha_1 \cdot \text{offset} - \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot \text{offset}}{2} - \alpha_3 \cdot \text{offset}^3 - \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_b^2 \cdot \text{offset}}{2} \\ & + \sin(d\omega t) \cdot \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_b}{4} \right] \\ & + \sin(\omega_0 t) \cdot \left[ \alpha_1 \cdot V_1 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^3}{4} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1}{2} \right] \\ & + \cos((\omega_0 + d\omega)t) \cdot \left[ -3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset} \cdot V_b \right] \\ & + \cos(2\omega_0 t) \cdot \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot \text{offset}}{2} \right] \\ & + \sin((2\omega_0 + d\omega)t) \cdot \left[ \alpha_1 \cdot V_b + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_b}{2} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_b \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_b^3}{4} \right] \\ & + \sin(3\omega_0 t) \cdot \left[ -\frac{\alpha_3 \cdot V_1^3}{4} \right] \\ & + \cos((3\omega_0 + d\omega)t) \cdot \left[ 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset} \cdot V_b \right] \\ & + \sin((3\omega_0 + 2d\omega)t) \cdot \left[ \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_b^2}{4} \right] \\ & + \sin((4\omega_0 + d\omega)t) \cdot \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_b}{4} \right] \\ & + \cos((4\omega_0 + 2d\omega)t) \cdot \left[ \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset} \cdot V_b^2}{2} \right] \\ & + \sin((5\omega_0 + 2d\omega)t) \cdot \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_b^2}{4} \right] \\ & + \sin((6\omega_0 + 3d\omega)t) \cdot \left[ -\frac{\alpha_3 \cdot V_b^3}{4} \right] \end{aligned} \quad \text{Eq. 3-34}$$

Il faut trouver, parmi le développement de  $I_2(t)$ , des termes ayant des pulsations du type :  $(\omega_0 + d\omega)$  et  $(\omega_0 - d\omega)$ . Ce sera la preuve de l'existence du mélange entre le bruit en  $\sin((2\omega_0 + d\omega)t)$  et le signal en  $\sin(\omega_0 t)$ .

Il apparaît en effet un terme :

$$3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_b \cdot \text{offset} \cdot \cos((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \quad \text{Eq. 3-35}$$

Rappel :

Dans le cas d'une source de bruit en mode commun et de notre oscillateur, les courants de bruits sont corrélés et en opposition de phase. On a donc pour la tension de bruit différentielle (issue de Eq. 3-20) :

$$|v_{\text{bruit\_diff}}| = Z(f) \cdot |i_{\text{bruit1}}| = Z(f) \cdot |i_{\text{bruit2}}| \quad \text{Eq. 3-36}$$

Le bruit de phase est donné par, [HAJ99] :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log \left( \frac{\langle V_{\text{bruit\_diff}} \rangle^2}{\langle V_{\text{diff}} \rangle^2} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle V_{\text{bruit\_diff}} \rangle}{\langle V_{\text{diff}} \rangle} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle I_b \rangle * Z(d\omega)}{\langle V_{\text{diff}} \rangle} \right) \quad \text{Eq. 3-37}$$

avec :

$\langle I_b \rangle$  : la valeur efficace de la composante de bruit en  $\omega_0 + d\omega$

$Z(d\omega)$  : la valeur de l'impédance du résonateur à l'offset  $d\omega$  comme définie par Leeson (Eq. 3-5)

$\langle V_{\text{diff}} \rangle$  : la tension efficace différentielle aux bornes de l'oscillateur

Le bruit de phase (en fonction de la tension différentielle du résonateur) est donné par :

$$L(d\omega) = 20 \cdot \log \left( \frac{\left( \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_b \cdot \text{offset} * Z(d\omega)}{\sqrt{2}} \right)}{\frac{V_{\text{diff}}}{\sqrt{2}}} \right) \quad \text{Eq. 3-38}$$

L'application numérique s'effectue avec les données suivantes :

$$R_s = 2.22 \, \Omega \quad L = 2 \, \text{nH} \quad C = 1 \, \text{pF} \quad Q = 20.15 \quad F_0 = 3.55 \, \text{GHz} \quad I_0 = 6.28 \, \text{mA}$$

La transconductance utilisée pour le calcul est une transconductance d'ordre 3 avec comme coefficients déterminés avec les formules de l'Annexe B paragraphe §1 :

$$\alpha_0 = 3.14 \, \text{mA} \quad \alpha_1 = 4.3432 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}} \quad \alpha_3 = 0.893655 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}^2}$$

$$\text{offset} = \frac{I_0 \cdot R_s}{2} = 3.48 \, \text{mV}$$

$$V_1(t) = V_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - offset = 1.779 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - 3.48 \cdot 10^{-3}$$

$$V_b(t) = V_b \cdot \sin((2\omega_0 + d\omega) \cdot t) = 0.447 \cdot 10^{-6} \cdot \sin((2\omega_0 + d\omega) \cdot t)$$

Le bruit  $V_b(t)$  est unilatéral (+ $d\omega$ ) mais le raisonnement est identique avec un bruit bilatéral (+/- $d\omega$ ).

On obtient ainsi :

$$L(100kHz) = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{7.436 \cdot 10^{-12}}{\sqrt{2}} * 795774}{\frac{2 \cdot 1.779}{\sqrt{2}}} \right) = -115.6 \text{ dBc/Hz}$$

En tenant compte du phénomène de limitation de l'amplitude (-3 dB) et de la création du bruit image dans la bande  $\omega_0 - d\omega$  (-3 dB), on obtient : -121.6 dBc/Hz, ce qui est le même résultat qu'en simulation avec bruit unilatéral.

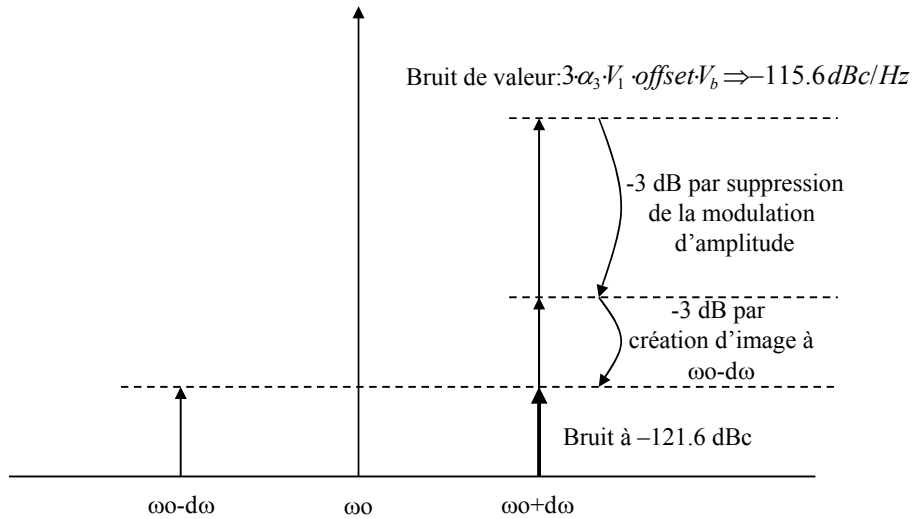


Figure 3-13 : Représentation de la répartition d'un bruit unilatéral

Dans le cas d'un bruit bilatéral, la simulation fournit à 100 kHz d'offset un bruit de phase de -118 dBc/Hz. On retrouve une différence de 3dB par rapport à la simulation avec source unilatérale, ce qui est cohérent avec la théorie de création des bruits images par composantes opposées.

On peut donc se contenter de prendre le résultat du bruit de phase de la source unilatérale et retirer 3dB. Cependant un moyen de vérifier par le calcul ce point est d'effectuer un calcul identique à celui de l'équation Eq. 3-33 avec comme bruit :

$$\begin{aligned}
 V_b(t) &= V_b \cdot [\sin((2\omega_0 + d\omega)t) + \sin((2\omega_0 - d\omega)t)] \\
 &= 0.447 \cdot 10^{-6} \cdot [\sin((2\omega_0 + d\omega)t) + \sin((2\omega_0 - d\omega)t)]
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 3-39}$$

Ce calcul fournit les composantes en bruit suivantes :

$$\cos((\omega_0 + d\omega)t) \cdot [-3\alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset} \cdot V_b] \quad \text{et} \quad \cos((\omega_0 - d\omega)t) \cdot [-3\alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset} \cdot V_b]
 \tag{Eq. 3-40}$$

On obtient donc  $-115.6 \text{ dBc/Hz}$  à  $\omega_0 + d\omega$ , et  $-115.6 \text{ dBc/Hz}$  à  $\omega_0 - d\omega$ . Le phénomène d'élimination de la modulation d'amplitude est toujours présent, donc on peut soustraire 3 dB à chaque composante (décorrélées) ( $-118 \text{ dBc/Hz}$ ). Cependant pour la création d'image, 3 dB de puissance de bruit à la composante  $\omega_0 + d\omega$  se retrouve à  $\omega_0 - d\omega$  et de la même façon, 3 dB de puissance de bruit à de la composante  $\omega_0 - d\omega$  se retrouve à  $\omega_0 + d\omega$ .

On obtient donc pour chaque composante :

$$-115.6 - 3 - 3 + 3 = -118.6 \text{ dBc/Hz}
 \tag{Eq. 3-41}$$

Ce résultat est identique à celui fourni par la simulation pour un bruit bilatéral centré autour de  $2\omega_0$  ( $-118.5 \text{ dBc/Hz}$ ).

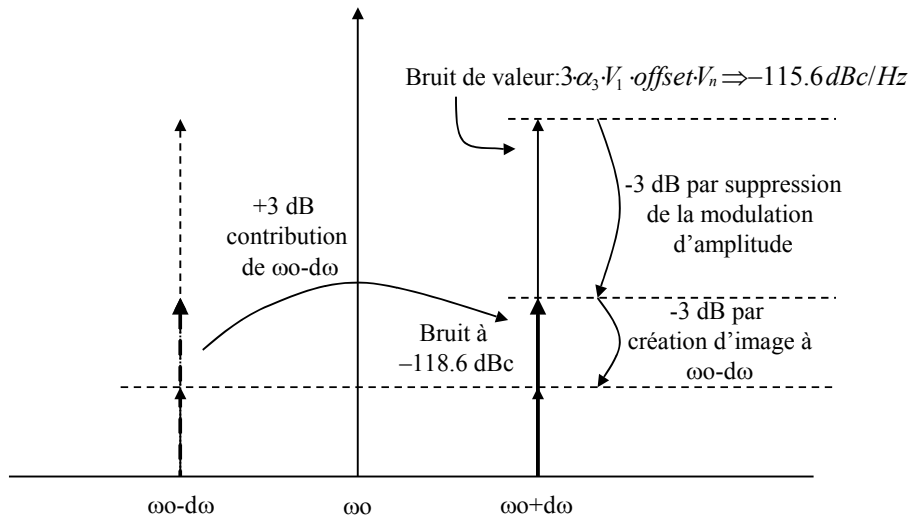


Figure 3-14 : Représentation de la répartition d'un bruit bilatéral

### 2.1.3. Conclusion

Il est possible de calculer le bruit de phase engendré dans un oscillateur (de pulsation d'oscillation  $\omega_0$ ) par une source de bruit en mode commun après modélisation des interrupteurs par une transconductance polynomiale. Ce calcul permet de mettre en évidence

que les bruits à la pulsation  $2\omega_0 \pm d\omega$  subissent un changement de fréquence produisant des composantes à  $\omega_0 \pm d\omega$  qui contribuent au bruit de phase. On notera que cet effet n'existe que parce que le courant de polarisation de l'oscillateur rompt la symétrie impaire de la transconductance.

## 2.2. Généralisation à un Gm réaliste

Dans l'étude présentée dans les deux paragraphes précédents, certaines hypothèses ont été faites afin de faciliter la compréhension des phénomènes de mélanges de fréquence et les calculs de bruit. Cependant la réalité est plus complexe, notamment en ce qui concerne la transconductance polynomiale : nous n'avons considéré qu'une transconductance à coefficients impairs (hormis  $a_0$ ), mais la réponse d'un transistor est loin d'être aussi simple que celle d'un interrupteur.

Pour obtenir une modélisation plus précise de l'oscillateur et de la conversion du bruit qui soit utilisable avec un circuit réel afin de connaître rapidement les limitations en bruit, il est impératif d'adjoindre à la transconductance des termes pairs tels que :

$$I(t) = Gm(V(t)) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot V(t) + \alpha_2 \cdot V^2(t) + \alpha_3 \cdot V^3(t) + \alpha_4 \cdot V^4(t) + \alpha_5 \cdot V^5(t) + \alpha_i \cdot V^i(t)$$

avec :

$i$  : entier (pair et impair)

L'ajout de coefficients pairs va créer des harmoniques du signal supplémentaires et par voie de conséquence les possibilités de mélange entre le bruit autour de ces différentes harmoniques (paires ou/et impaires)

La détermination des coefficients  $a_i$  peut être obtenue dès lors que l'on connaît le courant d'entretien de l'oscillateur et les caractéristiques  $I(V)$  des transistors. En effet, le courant d'entretien fixe le courant DC traversant chaque transistor ainsi que l'amplitude des oscillations pourvu que la résistance de perte parallèle du résonateur soit connue. On peut appliquer la méthode de calcul présentée au paragraphe §2.1.2 pour déterminer la contribution du bruit situé autour d'autres harmoniques que H2.

Un des problèmes que pose la méthode est le choix de la longueur du polynôme décrivant le  $Gm(V)$ . Un polynôme à degré faible est susceptible de réduire voire masquer

certains mélanges. En revanche un polynôme à degré élevé rend plus lourde l'analyse et le calcul de bruit. Il serait utile de mener une étude spécifique afin de déterminer, dans chaque cas, une limite dans la longueur du polynôme qui soit satisfaisante.

### **2.3. Extension de la méthode de calcul à n'importe quelles sources de bruits situées à n'importe quelles harmoniques**

Il est tout à fait envisageable d'étendre la méthode de calcul du bruit (présenté au paragraphe §2.1.2) à d'autres sources de bruit placées à d'autres endroits du circuit pour connaître la contribution au bruit de phase de chacune de leur composante de bruit se situant au voisinage des harmoniques de la fréquence d'oscillation. On obtient ainsi un moyen de calculer par une méthode analytique le bruit de phase engendré par conversion de fréquence des bruits provenant des différentes sources de bruit des oscillateurs.

Cette méthode nous donne donc un moyen d'évaluation des résultats de simulations électriques à partir de résultats analytiques, ce qui est fondamental dans le processus de validation de ces résultats de simulations.

#### *2.3.1. Extension de la méthode de calcul à une source de bruit en mode différentiel*

Une vérification avec une source de bruit en mode différentielle a été effectuée. Il s'agit du même type de simulation que précédemment mais avec, en lieu et place d'une seule source de bruit placée en attaque du  $G_m(V)$ , deux sources de bruit différentes mais de même puissance sur chaque branche d'attaque de la transconductance, Figure 3-15 :



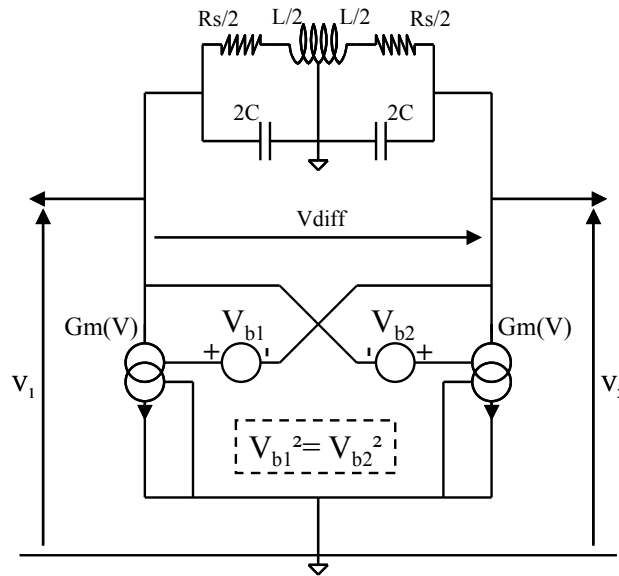


Figure 3-15 : Schéma de simulation de sources de bruit en mode différentiel

La simulation avec différentes bandes bilatérales de bruit centrées autour des différentes harmoniques montre que la contribution majoritaire provient du bruit centré autour de H1 et H3, dans des proportions identiques : 49.9 %.

Le calcul est identique à celui de l'Eq. 3-30 mais avec :

$$V_b(t) = V_{b1}(t) = V_b \cdot [\sin((\omega_0 \pm d\omega) \cdot t) + \sin((3\omega_0 \pm d\omega) \cdot t)] \quad \text{Eq. 3-42}$$

Le calcul doit cependant être fait en plusieurs étapes afin de différencier l'origine des différentes composantes de bruit pour connaître leur taux de corrélation. En effet, les bruits centrés autour de  $\omega_0$  et  $3\omega_0$  sont décorrélés et donc s'additionnent de façon quadratique. De plus, en effectuant un calcul avec un bruit comme celui défini à l'équation Eq. 3-42, il y a un risque de créer un bruit résultant d'un mélange entre les termes de bruit eux-mêmes sans qu'intervienne le signal de l'oscillateur. Or le simulateur calcule le bruit en séparant les sources de bruit de sorte que les bruits ne se mélangent pas entre eux. Il faut donc effectuer deux calculs : l'un en considérant le bruit centré autour de H1 et l'autre en considérant le bruit autour de H3.

Le calcul s'effectue comme précédemment (§2.1.2) à partir d'une composante de bruit unilatérale. Il est à noter que le mécanisme de conversion produit deux composantes à  $\omega_0 + d\omega$  et  $\omega_0 - d\omega$ . Cependant, la bande complémentaire fournira les mêmes composantes mais en permutant  $+d\omega$  et  $-d\omega$ . De ce fait le calcul de bruit à  $\omega_0 + d\omega$  se décompose comme suit, (détails fournis en Annexe B paragraphe §2.3) :

il faut effectuer un premier calcul avec :

$$V_b(t) = V_{b1}(t) = V_b \cdot \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \quad \text{Eq. 3-43}$$

et un second calcul avec :

$$V_b(t) = V_{b1}(t) = V_b \cdot \sin((3 \cdot \omega_0 + d\omega) \cdot t) \quad \text{Eq. 3-44}$$

on obtient un bruit résultant se décomposant ainsi :

pour le bruit d'origine en  $\omega_0 + d\omega$  :

$$\begin{aligned} & \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \cdot \left[ \alpha_1 \cdot V_{b1} + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{2} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b1} \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b1}^3}{4} \right] \\ & + \\ & \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \cdot \left[ \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{4} \right] \end{aligned} \quad \text{Eq. 3-45}$$

Le second terme de l'addition provient du bruit complémentaire  $\omega_0 - d\omega$ .

pour le bruit d'origine en  $3\omega_0 + d\omega$  :

$$\sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \cdot \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{4} \right] \quad \text{Eq. 3-46}$$

Le bruit total retenu pour le calcul est donc la somme quadratique des composantes issues de  $\omega_0 + d\omega$  et des composantes issues de  $3\omega_0 + d\omega$  :

$$I_b = \sqrt{\left[ \alpha_1 \cdot V_{b1} + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{2} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b1} \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b1}^3}{4} \right]^2 + \left[ \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{4} \right]^2 + \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{4} \right]^2} \quad \text{Eq. 3-47}$$

Le courant de bruit circulant dans chaque branche est décorrélé (contrairement au cas de la source de bruit en mode commun), le coefficient C de l'équation Eq. 3-19 est donc nul. On obtient pour la tension de bruit différentiel :

$$|v_{bruit\_diff}| = \frac{Z(f) \cdot |i_{bruit1}|}{\sqrt{2}} = \frac{Z(f) \cdot |i_{bruit2}|}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 3-48}$$

Il en découle pour le bruit de phase :

$$L(d\omega) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle I_b \rangle * Z(d\omega)}{\sqrt{2} \cdot \langle V_{diff} \rangle} \right) \quad \text{Eq. 3-49}$$

Comme précédemment pour obtenir le bruit de phase final, c'est à dire généré par des bruits bilatéraux centrés autour de  $\omega_0$  et de  $3\omega_0$ , il est nécessaire de retirer 3 dB. L'application numérique de ce cas est présentée en Annexe B paragraphe §2.4.

### 2.3.2. Conclusion

La généralisation de la méthode passe par l'identification de la nature du bruit (mode commun, mode différentiel). Une fois cette première analyse accomplie, il faut ramener ces bruits sur l'entrée des transconductances équivalentes qui auront été préalablement déterminées. Il ne reste plus alors qu'à effectuer le calcul, en sachant que seul le bruit se situant autour des harmoniques paires pour le cas d'une source de type mode commun est converti et que seul le bruit se situant autour des harmoniques impaires pour le cas d'une source de type mode différentiel est converti.

Dans ce dernier cas, l'utilisation d'un Gm(V) polynomial place au même niveau la contribution du bruit autour de H1 et de H3. Cependant, des simulations montraient que lorsque les interrupteurs sont remplacés par des transistors, seul le bruit autour de H1 est converti en bruit de phase. Cela souligne l'importance due à de la longueur du polynôme à utiliser pour modéliser la réponse en courant du transistor.

## 3. CONVERSION PARAMETRIQUE DU BRUIT (CONVERSION AM/PM)

Ce phénomène n'a pas fait l'objet d'une étude particulière au cours de ces travaux de recherches. Cependant, la conversion paramétrique a fait l'objet d'études assez nombreuses. Les mécanismes ont été clairement identifiés et sont relativement simples.

Ce paragraphe présentera de façon générale le mécanisme de conversion paramétrique. Puis, un calcul de cette conversion présentant un intérêt plus général que le calcul de bruit de phase sera expliqué en s'appuyant sur des travaux publiés. Enfin, une généralisation sera faite afin d'étendre ce calcul à l'ensemble de l'oscillateur et des oscillateurs en général.

### 3.1. Présentation générale du mécanisme de conversion paramétrique

Soit un oscillateur dont la fréquence varie à l'aide d'un dispositif quelconque mais contrôlé par une tension :

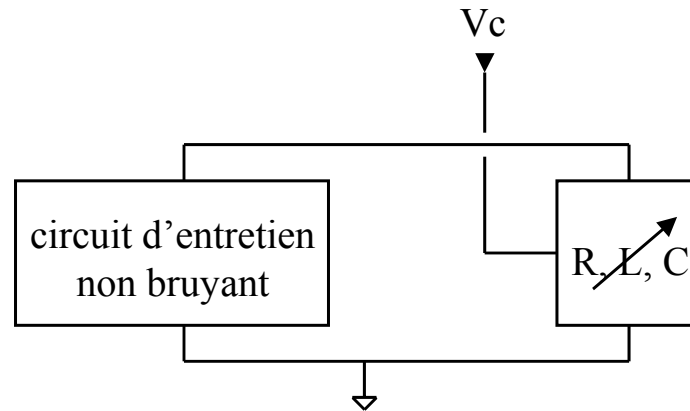


Figure 3-16 : Oscillateur à dispositif de changement de fréquence

On peut écrire que la fréquence dépend de la tension de contrôle :  $F(Vc)$  et il est possible de définir le gain en fréquence de l'oscillateur :

$$K_{vco} = \frac{\Delta F}{\Delta Vc} \quad \text{Eq. 3-50}$$

Dans le cas (simplifié) d'un  $K_{vco}$  constant, on a :

$$F(Vc) = K_{vco} \cdot Vc \quad \text{Eq. 3-51}$$

Si on considère par exemple que le signal de contrôle est bruité, il va engendrer une modulation de la fréquence et donc de la phase de l'oscillateur. On a :

$$Vc = Vc_p + Vc_{bp} \sin(\omega_b \cdot t) \quad \text{Eq. 3-52}$$

avec :

$Vc_p$  : la composante non-bruyante de la tension de contrôle

$Vc_{bp} = Vc_b \sin(\omega_b \cdot t)$  : la composante de bruit de la tension de contrôle, fonction du temps

La fréquence devient :

$$F(Vc) = K_{vco} \cdot Vc = K_{vco} \cdot (Vc_p + Vc_{bp}) = F_0 + F_b \quad \text{Eq. 3-53}$$

avec :

$F_0$  : la fréquence d'oscillation du circuit

$F_b$  : la fréquence de bruit

Il est important de noter que la fréquence de bruit ( $F_b(t)$ ) étant dépendante d'un signal de bruit, elle peut être « positive » ou « négative ».

La phase du signal est obtenue par intégration de la fréquence :

$$\varphi = \int (F_0 + F_b) \cdot dt = \int K_{VCO} \cdot (V_{C_p} + V_{C_{bp}}) dt = \varphi_0 + \varphi_b(t) \quad \text{Eq. 3-54}$$

avec :

$\varphi_0$  : la phase du signal oscillant à la fréquence de résonance

$\varphi_b$  : la phase engendrée par le bruit

Le signal aux bornes du résonateur devient :

$$V(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot t + \varphi_b(t)) \quad \text{Eq. 3-55}$$

avec

$$\varphi_b(t) = \int K_{VCO} \cdot V_b \cdot \sin(\omega_b \cdot t) dt = \frac{K_{VCO} \cdot V_b}{\omega_b} \cdot \cos(\omega_b \cdot t) \quad \text{Eq. 3-56}$$

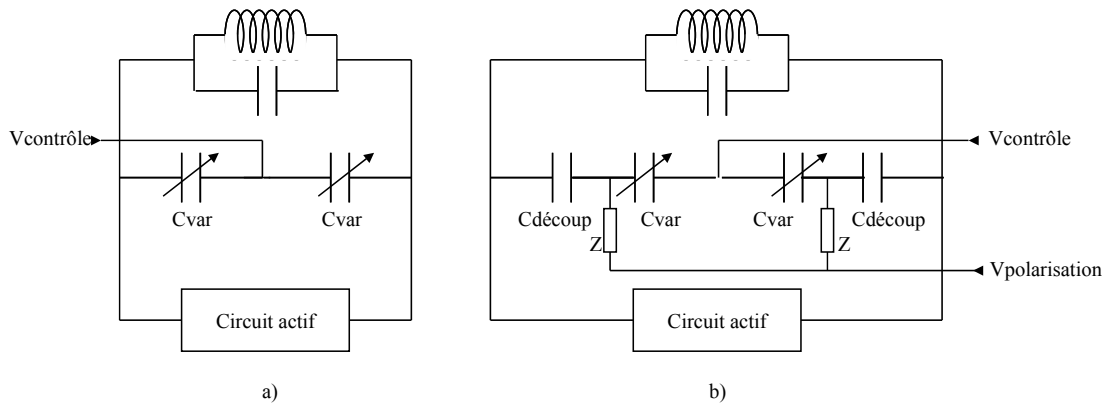
On reconnaît l'écriture du bruit de phase comme défini au Chapitre 1 paragraphe §2.2.2. On en avait alors déduit que le bruit de phase valait, [LEV02\_2] :

$$L(d\omega) = 10 \cdot \log\left(\frac{\phi_b^2}{4}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{K_{VCO} \cdot V_b}{2 \cdot \omega_b}\right) \quad \text{Eq. 3-57}$$

Cette formule a permis de vérifier l'origine de l'écart entre les valeurs de bruit de phase entre les VCOs avec et sans système d'égalisation du  $K_{VCO}$  réalisés en HCMOS9. La différence était bien due à l'augmentation du bruit de la polarisation à sortie multiple et non pas à un phénomène nouveau lié à la structure à égalisation. Le calcul n'est cependant valable que pour le bruit lointain, c'est à dire le bruit se situant à un offset de fréquence supérieur à la fréquence de coupure du filtre des circuits de polarisation. Pour des offsets inférieurs, il est difficile d'attribuer les écarts de bruit de phase à ce phénomène, alors qu'après 1 MHz (fréquence de coupure du filtre de la polarisation multiple, voir Figure 2-41), on ne voit plus que le bruit des polarisations.

### 3.2. Présentation du calcul de la conversion paramétrique lors de l'emploi de varactors

Dans la plupart des oscillateurs, la fréquence est contrôlée par des varactors. Nous avons vu précédemment que les varactors sont le plus souvent connectés de deux façons :



**Figure 3-17 : Schémas classiques d'un étage à varactor**

Il apparaît alors que le bruit  $V_b$  peut venir de différentes sources et non pas uniquement de la tension de contrôle. Citons par exemple la polarisation, le circuit d'entretien, l'alimentation, etc.

Il devient évident aussi que le montage de la Figure 3-17 b) sera moins sensible au bruit grâce au pont capacitif qui réduira l'amplitude du signal de bruit aux bornes des varactors et au filtre passe-haut formé par l'impédance  $Z$  (résistance ou inductance) et la capacité de découplage. Ce filtre passe haut permet de réduire l'impact des bruits basses fréquences sur le bruit de phase.

Les caractéristiques des varactors sont très souvent données pour des mesures petits signaux, c'est à dire que la caractéristique  $C(V)$  du varactor n'est valable que pour de faibles variations de tensions aux bornes du composant. Or, dans les oscillateurs, la tension aux bornes des varactors est considérée comme étant un grand signal. Dans ce cas, la capacité réelle sera différente du résultat petit signal. La gamme de fréquences et le  $K_{vco}$  de l'oscillateur sont impactés de fait par ce phénomène. Il devient alors impossible de calculer la conversion de bruit grâce au  $K_{vco}$ . Afin de pouvoir prévoir de façon précise la réponse du VCO et son bruit de phase, il est nécessaire de calculer ce que l'on trouve souvent dans la littérature sous le nom de capacité efficace ( $C_{eff}$ ) puis le gain non plus entre la tension de contrôle et la fréquence mais entre l'amplitude et la fréquence qui permettra de calculer la conversion d'un bruit d'amplitude en bruit de phase, ce gain est appelé  $K_{AMFM}$ .

Différentes méthodes ont été trouvées afin de calculer cette capacité efficace. Toutes s'accordent cependant pour dire qu'il ne s'agit pas de faire simplement la moyenne des valeurs instantanées de la capacité excitée par le signal sinusoïdal de l'oscillateur.

Une méthode, décrite dans [LEV02] et appliquée aux varactors diode, part de l'hypothèse que le courant circulant dans le varactor n'est pas seulement un courant oscillant à la fréquence du VCO. L'amplitude en variant, modifie la valeur de la capacité et donc de la fréquence entraînant la génération d'harmonique 2. Le calcul des courants à l'équilibre entre la branche inductive et capacitive permet alors de déterminer une expression de la dépendance de la fréquence vis à vis de l'amplitude.

Dans [HEG03], l'analyse est plus générale puisque toutes les harmoniques des tensions et des courants sont prises en compte par décomposition en série de Fourier. La réponse du varactor MOS est aussi décomposée en série de Fourier. L'équilibre des courants et la définition de la fréquence de fonctionnement conduisent à l'expression de  $C_{eff}$ . Il est aussi proposé une méthode graphique de détermination de la capacité efficace. Une fois cette étape réalisée, il devient possible de donner une expression du gain de conversion  $K_{AMFM}$ .

### 3.3. Généralisation du principe de conversion paramétrique

Il est possible de généraliser cette étude à d'autres composants comme des inductances contrôlées en courant, les composants parasites, etc.

Il est tout à fait envisageable (non pas en circuits intégrés) d'avoir des inductances contrôlées en courant ( $L(i)$ ) à l'extérieur du boîtier du circuit. Il suffit de calculer, comme pour les varactors, l'inductance efficace et le gain de conversion  $K_{AMFM}$  pour obtenir le bruit de phase dû à la conversion paramétrique de ces composants

De même, les transistors présentent des capacités variables qui viennent en parallèle avec le résonateur, ces capacités participent alors aussi à la conversion paramétrique du bruit. D'ailleurs la conversion du bruit n'est pas la même suivant l'étage varactor employé. Dans le cas de l'étage simple comme celui de la Figure 3-17 a), les capacités du transistor ont le même poids (relativement à leur valeur) que les varactors lors de la conversion du bruit. Cependant dans le montage du type Figure 3-17 b), la présence des capacités de découplage modifie la contribution des capacités parasites des transistors. Le signal de polarisation est passé au travers le plus souvent de résistances qui créent avec les capacités de découplage un filtre RC. Ce filtre va donc empêcher la conversion des fréquences de bruit inférieures à sa fréquence de coupure par l'étage varactors. Ces fréquences seront tout de même converties

par les capacités parasites des transistors. Il y aura donc des valeurs de conversions différentes suivant les fréquences de bruit considérées. Ainsi les bruits basses fréquences seront convertis par les capacités variables des transistors alors que les bruits hautes fréquences seront convertis par l'étage varactor.

A la conversion paramétrique est souvent associée la conversion du bruit de la source de courant de polarisation. Il est admis que la composante d'amplitude du bruit autour de  $2\omega_0$  est convertie en bruit de phase. Il existe cependant d'autres sources de bruit converties de façon paramétrique. Ce ne sont peut-être pas les sources les plus fortes, mais leur connaissance permet de mieux appréhender toutes les facettes de ce mécanisme. Là encore, le facteur de conversion est lié à la structure de l'étage varactors. Les différentes sources de bruit peuvent être :

- la tension d'alimentation, c'est notamment pour cette raison que ce nœud est souvent filtré très sévèrement car il est dans la plupart des oscillateurs connecté directement au cœur du résonateur.
- la polarisation de l'étage varactor. Nous avons vu au Chapitre 2, paragraphes §2.3.1 et §2.4, l'importance d'avoir une polarisation peu bruyante
- les transistors, qui génèrent leur propre bruit et dont la taille ou le facteur de forme peuvent avoir des conséquences sur la conversion du bruit

## 4. CONCLUSION

Après avoir redéfini un certain nombre de notions utiles au calcul et à la compréhension des phénomènes liés au bruit de phase, il a été exposé une nouvelle méthode de calcul et de prédiction du bruit de phase des oscillateurs généré par conversion de fréquences. Elle permet de connaître assez rapidement les performances d'un oscillateur et donc de contrôler les résultats que peut fournir la simulation. Cette méthode repose sur la modélisation de la réponse des transistors du circuit d'entretien par une transconductance polynomiale et le calcul de la conversion de bruit par cette transconductance. L'étude n'a cependant pas pu être menée à son terme et un certain nombre de paramètres restent à définir (longueur du polynôme, ...), mais l'idée a été validée par simulations de cas simplifiés pour deux types de bruit différents et les résultats confirment certaines observations faites. Une présentation des



mécanismes de conversion de bruit n'aurait pas été complète sans discussion sur la conversion paramétrique. Ce sujet n'a pas été étudié de façon aussi précise que la conversion de fréquence mais les résultats présentés s'appuient sur la littérature et confirment eux aussi certaines observations faites sur silicium. L'impact du  $K_{vco}$  et de sa constance sur le bruit de phase a pu être observé autant en simulation qu'en mesures et c'est ce qui a conduit à l'invention du système de polarisation pour  $K_{vco}$  constant.

**BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3**

- HAI99 Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "*Design Issues in CMOS Differential Oscillators*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, No. 5, pp. 717-724, May 1999.
- HEG03 Emad Hegazi and Asad A. Abidi, "*Varactor Characteristics, Oscillator Tuning Curves, and AM-FM Conversion*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, No. 6, pp. 1033-1039, June 2003.
- KLI Gleb V. Klimovitch, "*Optimization of Tunable Oscillators with AM to FM Conversion for Near-Carrier Phase Noise*", IEEE Radio and Wireless Conference, 2004.
- KOD92 Marc Kodrnja, "*Etude des oscillateurs contrôlés en tension pour les circuits à Fréquence Intermédiaire – Analyse et simulation du bruit des oscillateurs*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- LEE00 Thomas H. Lee and Ali Hajimiri, "*Oscillator Phase Noise: A Tutorial*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 3, pp. 326-336, March 2000.
- LEE66 D. B. Leeson, "*A simple model of feedback loop oscillator noise spectrum*", Proceeding of the IEEE, vol. 54, pp. 329-330, February 1966.
- LEV02 Salvatore Levantino, Carlo Samori, Alfio Zanchi and Andrea L. Lacaita, "*AM-to-PM Conversion in Varactor-Tuned Oscillators*", IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, vol. 49, No. 7, pp. 509-513, July 2002.
- LEV02\_2 Salvatore Levantino, Carlo Samori, Andrea Bonfanti, Sander L. J. Gierkink, Andrea L. Lacaita and Vito Boccuzzi, "*Frequency Dependence on Bias Current in 5-GHz CMOS VCOs: Impact on Tuning Range and Flicker Noise Upconversion*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, No. 8, pp. 1003-1011, August 2002.
- MUE00 Bram De Muer, Marc Borremans, Michiel Steyaert and G. Li Puma, "*A 2-GHz Low-Phase-Noise Integrated LC-VCO Set with Flicker-Noise Upconversion Minimization*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, No. 7, pp. 1034-1038, July 2000.

- POL34 Balthasar van der Pol, "*The nonlinear theory of electric oscillators*", Proc IRE, vol. 22, pp. 1051-1086, September 1934.
- RAE00 J. J. Rael and A. A. Abidi, "*Physical Processes of Phase Noise in Differential LC Oscillators*", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2000.
- SAM98 Carlo Samori, Andrea L. Lacaita, Francesco Villa and Franco Zappa, "*Spectrum Folding and Phase Noise in LC Tuned Oscillators*", IEEE Transactions On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, vol. 45, No. 7, pp. 781-790, July 1998.



# CONCLUSION

La réduction des coûts de fabrication des circuits électroniques est toujours une des principales préoccupations des concepteurs. La migration de circuits dans des technologies plus avancées ou l'élargissement de leurs domaines d'applications conduisent à l'apparition de divers problèmes dont le maintien de bonnes performances en bruit de phase et de couverture de fréquence. De ces paramètres dépendent, entre autre, la facilité d'intégration de l'oscillateur dans une boucle à verrouillage de phase. Les travaux décrits dans ce document, décrivent un certain nombre de solutions qui permettent, sinon de remédier totalement à ces limitations, du moins de les réduire de façon significative.

Le premier chapitre est une présentation d'éléments fondamentaux du fonctionnement des oscillateurs. Une description des différents types d'oscillateurs a permis de comparer les différentes structures afin de déterminer la meilleure solution pour chaque application visée. Les bruits à l'origine de la dégradation spectrale du signal de l'oscillateur ont été exposés ainsi que les deux principales théories expliquant et quantifiant la conversion de ces bruits en bruit de phase.

Dans le deuxième chapitre, la réalisation des oscillateurs est décrite. Le travail sur ces circuits s'est fait sur toutes les étapes de conception. La réalisation des composants passifs, inductances et varactors, est décrite de façon générale puis analysée de façon précise pour chaque application et technologie. Ils ont été optimisés par rapport à ceux présents dans la bibliothèque standard afin d'assurer les meilleures performances possibles. La première réalisation décrite dans le manuscrit est la réalisation de deux types d'oscillateurs susceptibles de fournir les meilleures performances compatibles avec le standard Bluetooth. Ils ont été fabriqués dans la technologie HCMOS9 0.13  $\mu\text{m}$  sous 1.2 V. La faible tension d'alimentation a permis de mettre en évidence la difficulté d'obtenir un oscillateur ayant un bruit de phase respectant le cahier des charges et pouvant être intégré dans une PLL. Un nouveau système de polarisation de la partie capacitive variable du résonateur assurant une égalisation du  $K_{vco}$  a

été inventé et permet de concilier de façon satisfaisante ces deux points. Le bruit de phase devient constant sur toute la plage de fréquence et le VCO peut être utilisé dans une PLL sans risque d'instabilité de la boucle. La mesure comparative des circuits pourvus ou non de ce système a permis de valider l'invention même si les performances pures en bruit de phase ne furent pas aussi bonnes pour le système à égalisation que pour le résonateur classique. Cette dégradation étant due au circuit de polarisation des varactors, elle peut donc être améliorée. La seconde réalisation est deux VCOs oscillant autour de 8 GHz et réalisés dans une technologie BiCMOS 0.25  $\mu\text{m}$  sous 2.5 V. La principale difficulté fut la grande couverture de fréquence exigée pour couvrir les standards EGSM, DCS, PCS et WCDMA. Il a fallu utiliser en plus de répartir la bande de fréquence sur deux VCOs, un résonateur à capacités commutées afin de limiter la valeur du  $K_{vco}$ . Ils disposent également d'un système de contrôle d'amplitude qui peut compenser d'éventuelles variations du processus de fabrication. Il n'a pas été possible de mesurer les performances de ces VCOs avant la rédaction du mémoire, les circuits étant encore en fonderie.

Le troisième chapitre est une partie théorique sur les mécanismes de conversion du bruit en bruit de phase. Ces mécanismes se décomposent en deux catégories : les mécanismes de conversion de fréquences et les mécanismes de conversion paramétrique. Des calculs et des notions élémentaires, propres au calcul du bruit de phase, sont expliqués et appliqués comme vérification au modèle de bruit de D.B. Leeson mettant en jeu le bruit de la seule résistance de perte du résonateur. Une méthode de calcul de la conversion de fréquence du bruit a été élaborée. Elle consiste en la modélisation des éléments actifs de l'oscillateur par des transconductances polynomiales non-linéaires et le calcul d'un courant de bruit résultant parallèle au résonateur. Ce courant de bruit résultant est obtenu en traitant le bruit comme du signal. Le bruit, quelle que soit sa fréquence d'origine, est additionné au signal et passé au travers de la transconductance. Une discussion sur les mécanismes de conversion paramétriques, qui n'ont pas été étudiés dans le détail dans cette thèse, termine ce chapitre.

Cette étude a permis la réalisation d'oscillateurs dans des technologies différentes et a pointé un certain nombre de problèmes liés à l'évolution des technologies vers des tensions d'alimentations plus faibles tout en donnant des pistes de travaux pour concevoir des VCOs les plus performants possibles. Elle a même réussi à apporter une solution concrète à une des difficultés récurrentes pour les VCOs CMOS à large couverture de fréquence, même si celle-ci doit encore être améliorée. Une méthode de calcul analytique rapide de conversion

fréquentielle du bruit a été proposée. Elle a pu être validée sur des modèles simples et peut être améliorée en l'appliquant à des modèles de transistors plus élaborés.





---

## ANNEXE A

# AIDE A LA CONCEPTION

## SOMMAIRE

1. MODELE AHDL DES VARACTORS MOS POUR SIMULATION SPECTRE EN HCMOS9..... 166
2. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO DES VCOS CONVENTIONEL ET AVEC EGALISATION DE KVCO EN HCMOS9..... 166
3. VUE LAYOUT DE LA PARTIE CAPACITIVE DES RESONATEURS CONVENTIONNELS ET A EGALISATION DE KVCO ..... 172
4. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO D'UN VCO BICMOS7RF ..... 174

## 1. MODELE AHDL DES VARACTORS MOS POUR SIMULATION SPECTRE EN HCMOS9

```
// Spectre AHDL for varactor_model, ahd1
// $Date: 2002/02/04 17:43:12 $
// $Revision: 1.0 $
//
//
//Modelization of HCMOS9 Varactor

#define PI          3.14159265358979323846264338327950288419716939937511

//-----
// varactorH9
//
//
//
// INSTANCE parameters
//
// MODEL parameters
//   {none}
//
module varactor_model ( vn, vp) (multiple)
    node [V,I] vn,vp;

parameter real multiple=1;

{
    real c;
    real X;
    initial
        {
        }
    analog {
X=V(vp,vn);
c=multiple*(8.5e-14/(1+0.25*exp(-7.5*X+0.575))+3.2e-14);
        I(vp, vn) <- dot(c*V(vp,vn));
    }
}
}
```

## 2. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO DES VCOS CONVENTIONEL ET AVEC EGALISATION DE KVCO EN HCMOS9

## Puissance

$$u := 10^{-6} \quad G := 10^9$$

$$n := 10^{-9}$$

$$p := 10^{-12}$$

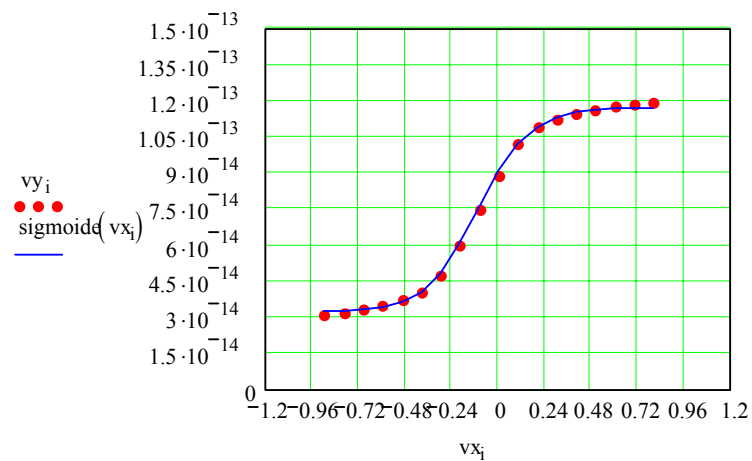
## Calcul des coefficients de la fonction sigmoïde décrivant le varactor

$$j := -1.2, -1.15, \dots, 1.2 \quad i := 0..17$$

$$vx_i := \quad vy_i :=$$

-0.9	$3.05 \cdot 10^{-14}$
-0.8	$3.15 \cdot 10^{-14}$
-0.7	$3.3 \cdot 10^{-14}$
-0.6	$3.3 \cdot 10^{-14}$
-0.5	$3.5 \cdot 10^{-14}$
-0.4	$3.5 \cdot 10^{-14}$
-0.3	$3.7 \cdot 10^{-14}$
-0.2	$4 \cdot 10^{-14}$
-0.1	$4 \cdot 10^{-14}$
0	$4.7 \cdot 10^{-14}$
0.1	$6 \cdot 10^{-14}$
0.2	$6 \cdot 10^{-14}$
0.3	$7.5 \cdot 10^{-14}$
0.4	$8.9 \cdot 10^{-14}$
0.5	$10.2 \cdot 10^{-14}$
0.6	$10.2 \cdot 10^{-14}$
0.7	$10.9 \cdot 10^{-14}$
0.8	$11.24 \cdot 10^{-14}$
	$11.45 \cdot 10^{-14}$
	$11.6 \cdot 10^{-14}$
	$11.75 \cdot 10^{-14}$
	$11.85 \cdot 10^{-14}$
	$11.95 \cdot 10^{-14}$

$$\text{sigmoïde}(x) := \frac{8.5 \cdot 10^{-14}}{1 + 0.25e^{(-7.5 \cdot x + 0.575)}} + 3.2 \cdot 10^{-14}$$



## Calcul de la réponse en fréquence du VCO

### Définition de la gamme de fréquence à couvrir

$$F_{\min}(v) := 2.4 \cdot G$$

$$F_{\max}(v) := 2.5 \cdot G$$

$$F_{\min\_v} := F_{\min}(v) - 0.15 \cdot (F_{\max}(v) - F_{\min}(v))$$

$$F_{\max\_v} := F_{\max}(v) + 0.15 \cdot (F_{\max}(v) - F_{\min}(v))$$

$$\begin{aligned} \text{Résultat : } \quad F_{\min\_0} &= 2.385 \times 10^9 \\ F_{\max\_0} &= 2.515 \times 10^9 \end{aligned}$$

### Définition de la variable : tension de contrôle v

$$v := 0, 0.01.. 1.3$$

### Définition de la valeur de l'inductance

$$L := 4.15 \text{ n}$$

## Calcul pour le VCO conventionnel

### Définition de la valeur de la tension de polarisation de l'étage varactor

$$\text{pol} := 0.45$$

### Nombre de varactors unitaires mis en parallèle

$$\text{nombre} := 15$$

### Définition de la valeur de la capacité fixe de découplage des varactors

$$C_{\text{decoup}} := 1.1 \cdot 10^{-12}$$

### Définition de la valeur de la capacité fixe parallèle

$$C_{\text{fixe}} := 1.05 \cdot 10^{-12}$$

### Valeur de la capacité parasite engendrée par les transistors du circuit d'entretien

$$C_{\text{parasite}} := 190 \cdot 10^{-15}$$

### Valeur de la capacité parasite parallèle au varactor unitaire

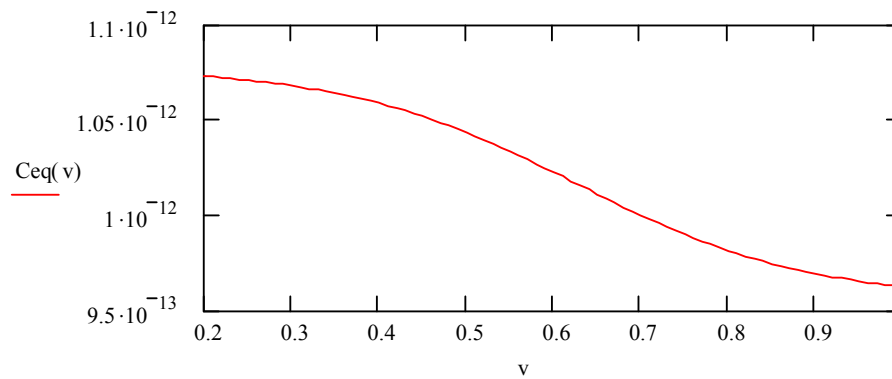
$$C_{\text{para\_var}} := 25 \cdot 10^{-15}$$

### Calcul de la bande de fréquence

capacité équivalente totale du résonateur

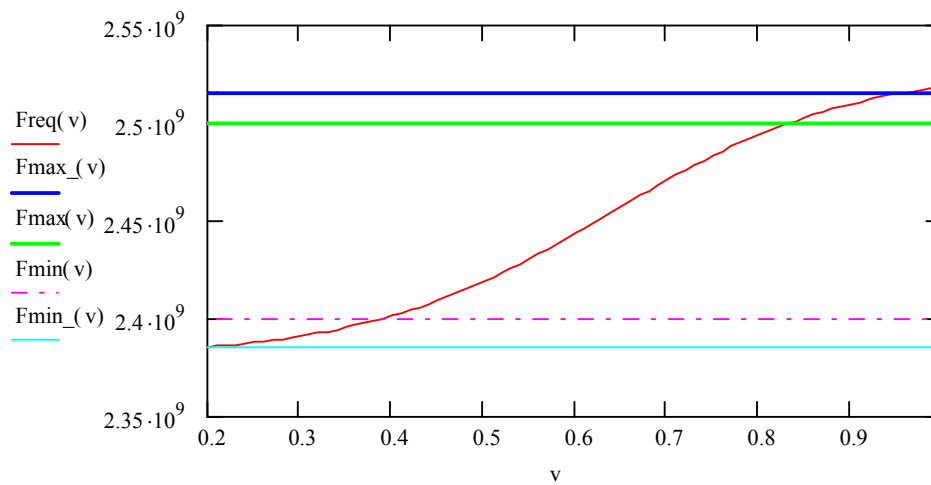
$C_{\text{varact}}(v) := \text{nombre sigmoïde}(\text{pol} - v)$

$$C_{\text{eq}}(v) := \frac{(C_{\text{varact}}(v) + \text{nombre} \cdot C_{\text{para\_var}}) \cdot C_{\text{decoup}}}{2 \cdot (C_{\text{varact}}(v) + \text{nombre} \cdot C_{\text{para\_var}} + C_{\text{decoup}})} + \frac{C_{\text{fixe}}}{2} + C_{\text{parasite}}$$



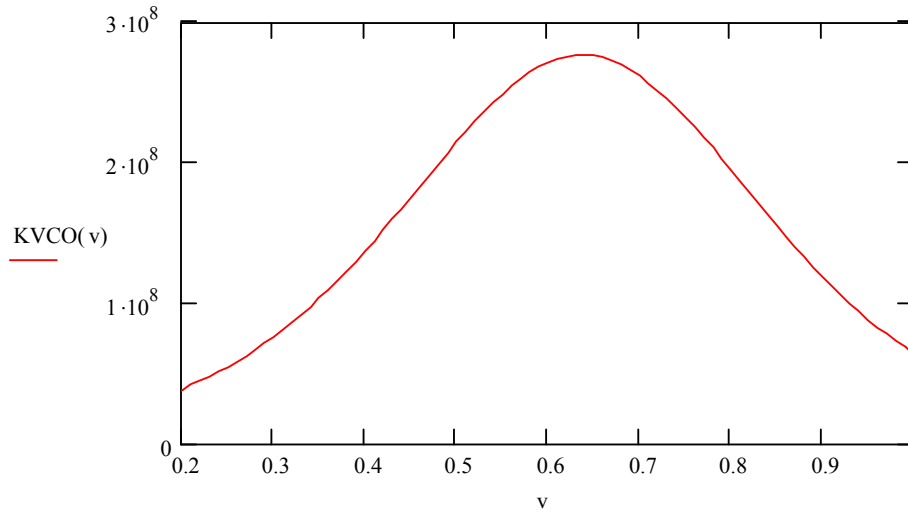
fréquence en fonction de la tension de contrôle

$$\text{Freq}(v) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{eq}}(v)}}$$



Kvco en fonction de la tension de contrôle

$$K_{\text{VCO}}(v) := \frac{d}{dv} \text{Freq}(v)$$



## Calcul pour le VCO à égalisation de Kvco

### Définition du nombre d'étage mis en parallèle (type binaire)

$$k := 0..3$$

### Définition de la valeur de la tension de polarisation des étages varactors

$$pol := 0.255$$

### Nombre de varactors unitaires mis en parallèle par étage

$$nombre := 2$$

### Définition de la valeur de la capacité fixe de découplage des varactors

$$Cdecoup := 0.4 \cdot 10^{-12}$$

### Définition de la valeur de la capacité fixe parallèle

$$Cfixe := 0.95 \cdot 10^{-12}$$

### Valeur de la capacité parasite engendrée par les transistors du circuit d'entretien

$$Cparasite := 300 \cdot 10^{-15}$$

### Valeur de la capacité parasite parallèle au varactor unitaire

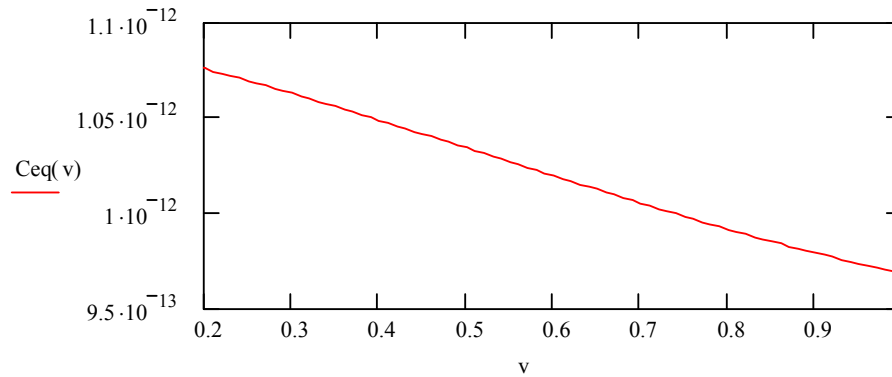
$$Cpara\_var := 25 \cdot 10^{-15}$$

## Calcul de la bande de fréquence

capacité équivalente totale du résonnateur

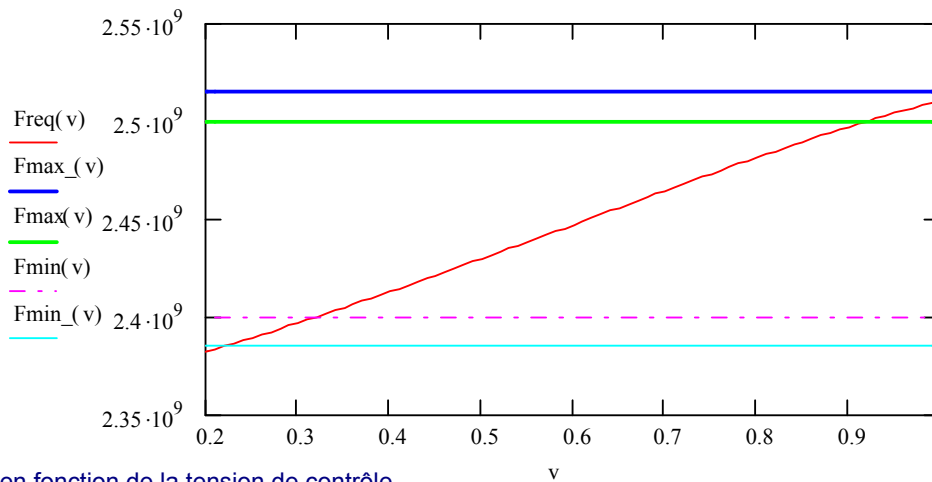
$$Cvaract(v, k) := nombre \cdot \text{sigmoide}(k \cdot pol - v)$$

$$Cetage_k(v, k) := \frac{(Cvaract(v, k) + nombre \cdot Cpara\_var) \cdot Cdecoup}{(Cvaract(v, k) + nombre \cdot Cpara\_var + Cdecoup)}$$



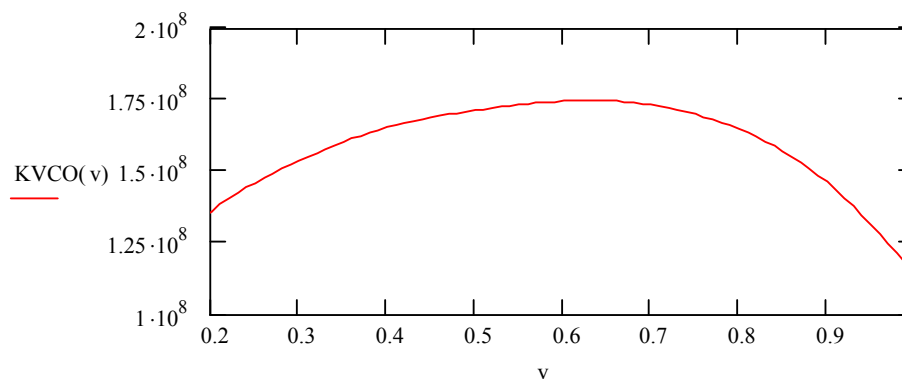
fréquence en fonction de la tension de contrôle

$$\text{Freq}(v) := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}(v)}}$$



Kvco en fonction de la tension de contrôle

$$\text{KVCO}(v) := \frac{d}{dv} \text{Freq}(v)$$



### 3. VUE LAYOUT DE LA PARTIE CAPACITIVE DES RESONATEURS CONVENTIONNELS ET A EGALISATION DE KVCO



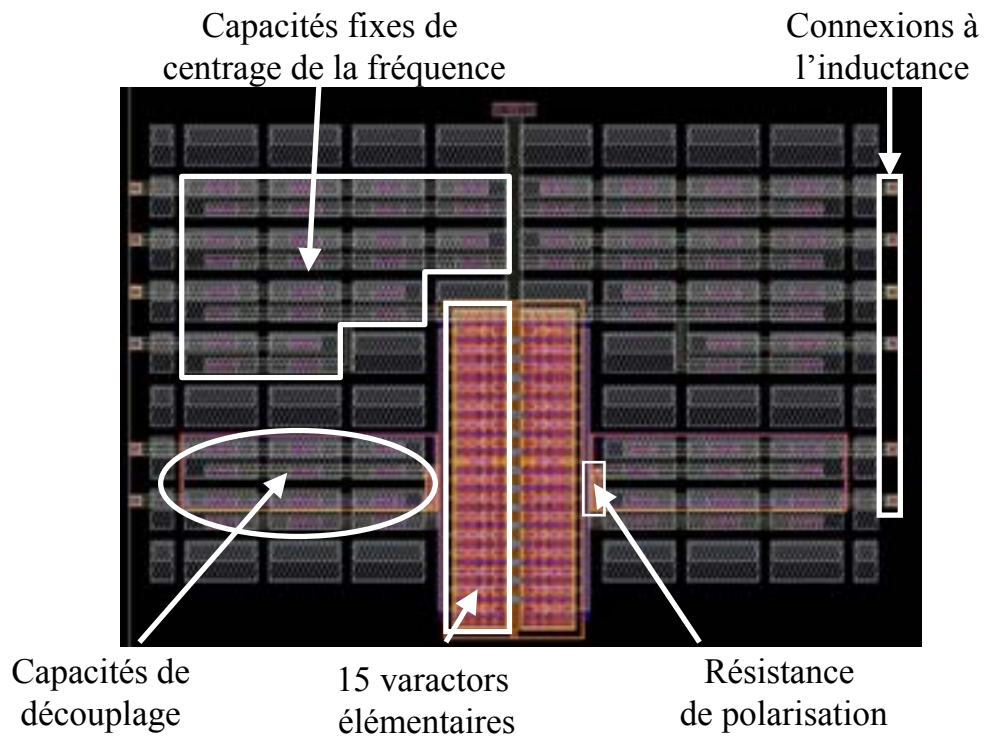


Figure A-1 : Vue du layout de la partie capacitive du résonateur des VCOs sans égalisation du  $K_{vc0}$

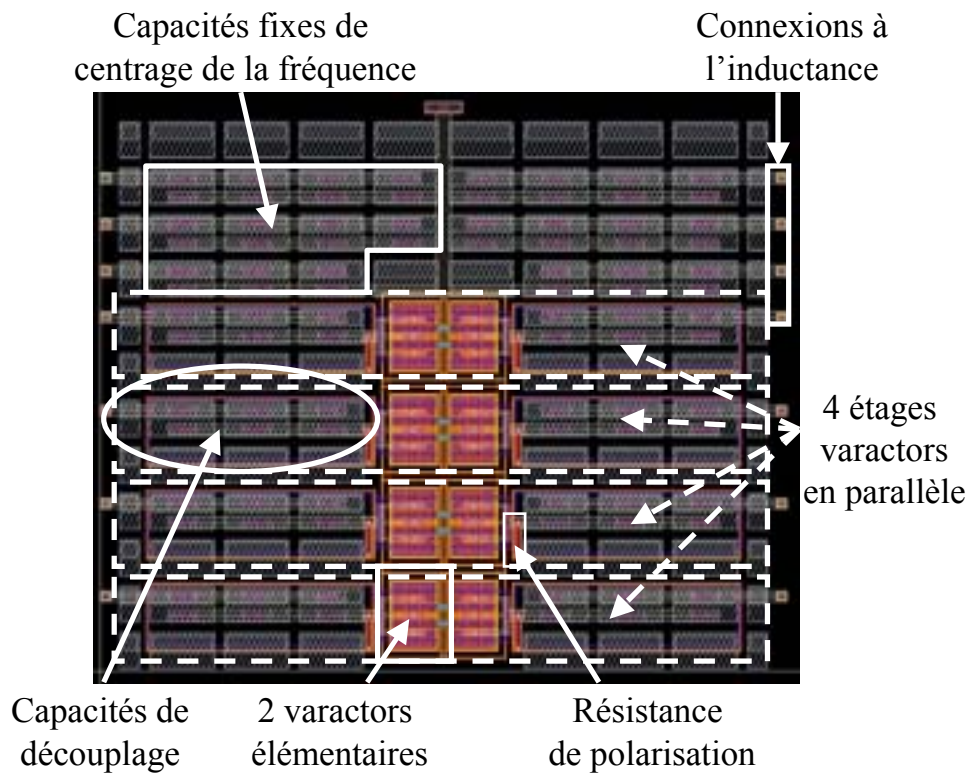


Figure A-2 : Vue du layout de la partie capacitive du résonateur des VCOs avec égalisation du  $K_{vc0}$

## 4. FEUILLE DE CALCUL MATHCAD DE PREVISION DES CARACTERISTIQUES FREQUENCE & KVCO D'UN VCO BICMOS7RF

### Puissance

$$n := 10^{-9} \quad p := 10^{-12}$$

$$M := 10^6 \quad f := 10^{-15}$$

### Définition des paramètres

L0= inductance

Cd = capacité de jonction P+/NWELL (varactor)

Cs = capacité de découplage des varactors

Csp = capacité parasite METAL4/substrat

Cp = capacité parasite globale

Cf0 = capacité fixe commutée du bit le plus faible (LSB)

Cpf0= capacité parasite de Cf0

Cinter = capacité de l'interrupteur MOS de l'étage LSB

S0= état de l'étage de calibration LSB

S1= ...

S3= état de l'étage de calibration MSB

FC= Fréquence centrale de la bande

FL= Fréquence basse de la bande

FH= fréquence haute de la bande

### Calcul du résonateur et du bloc de capacités commutées

#### Valeurs fixes:

$$Fl := 6840M \quad Fmin := 6360M$$

$$Fh := 7680M \quad Fmax := 8220M$$

$$Fc := 7290M$$

$$L0 := 0.3313n + 0.035n \quad Fmax - Fmin = 1.86 \times 10^9$$

$$Cp := 0.25p \quad \text{évaluation préliminaire}$$

#### calcul de la capacité milieu de bande

$$Cc := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot Fc)^2 \cdot L0}$$

$$Cc = 1.301 \times 10^{-12}$$

### Valeur de la capacité des différents interrupteurs en état ON et OFF

$$C_{\text{switch}} := \begin{matrix} & \text{S0} & \text{S1} & \text{S2} & \text{S3} \\ \begin{matrix} \text{OFF} \\ \text{ON} \end{matrix} & \begin{pmatrix} 34.57\text{f} & 68.62\text{f} & 136.71\text{f} & 273.88\text{f} \\ 80.87\text{f} & 161.75\text{f} & 323.51\text{f} & 647.02\text{f} \end{pmatrix} \end{matrix}$$

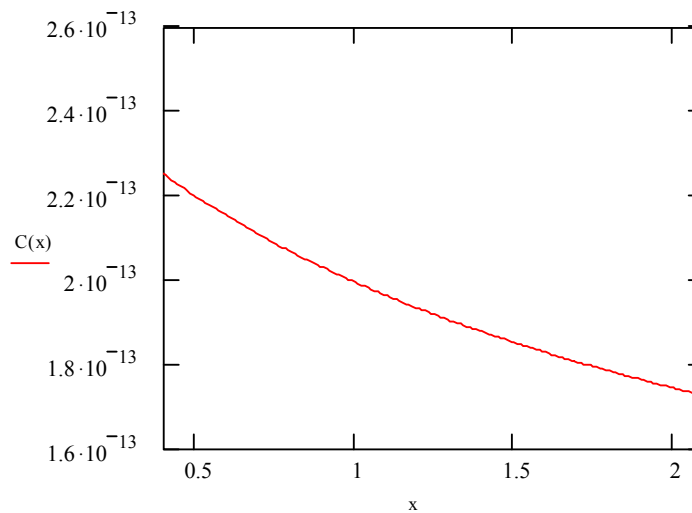
### détermination de la réponse du varactor diode en fonction de simulations à 8GHz

$$C_s := 1.2\text{p} \quad C_{d0} := 0.3\text{p} \quad C_{sp} := 0.0\text{Cs}$$

$$C_{\text{var}}(x) := C_{d0} \left[ \frac{0.965}{\left(1 + \frac{x}{0.9}\right)^{0.435}} + 0.10 \right]$$

$$C(x) := \frac{C_s - (C_{sp} + C_{\text{var}}(x))}{C_s + (C_{\text{var}}(x) + C_{sp})}$$

$$x := 0, 0.01.. 2.1$$



### Total capacitance calculation

nombre de calibres

$$\text{nb\_cal} := 4$$

capacité totale des étages de capacités commutés

$$C_{\text{cal}}(\text{S3}, \text{S2}, \text{S1}, \text{S0}) := C_{\text{switch}}_{\text{S0},0} + C_{\text{switch}}_{\text{S1},1} + C_{\text{switch}}_{\text{S2},2} + C_{\text{switch}}_{\text{S3},3}$$

$$C_{\text{fixe}} := 0.06\text{p}$$

capacité totale résonnateur

$$C_{\text{typ}}(x, \text{S3}, \text{S2}, \text{S1}, \text{S0}) := C(x) + C_{\text{cal}}(\text{S3}, \text{S2}, \text{S1}, \text{S0}) + C_{\text{fixe}} + C_p$$

iréquences en fonction des capacités commutées

$i := 0..270$

$V_{ctrl_1} := 0.01 \cdot i$

$$F_{typ0}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 0, 0, 0))}}$$

$$F_{typ1}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 0, 0, 1))}}$$

$$F_{typ2}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 0, 1, 0))}}$$

$$F_{typ3}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 0, 1, 1))}}$$

$$F_{typ4}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 1, 0, 0))}}$$

$$F_{typ5}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 1, 0, 1))}}$$

$$F_{typ6}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 1, 1, 0))}}$$

$$F_{typ7}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 0, 1, 1, 1))}}$$

$$F_{typ8}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 0, 0, 0))}}$$

$$F_{typ9}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 0, 0, 1))}}$$

$$F_{typ10}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 0, 1, 0))}}$$

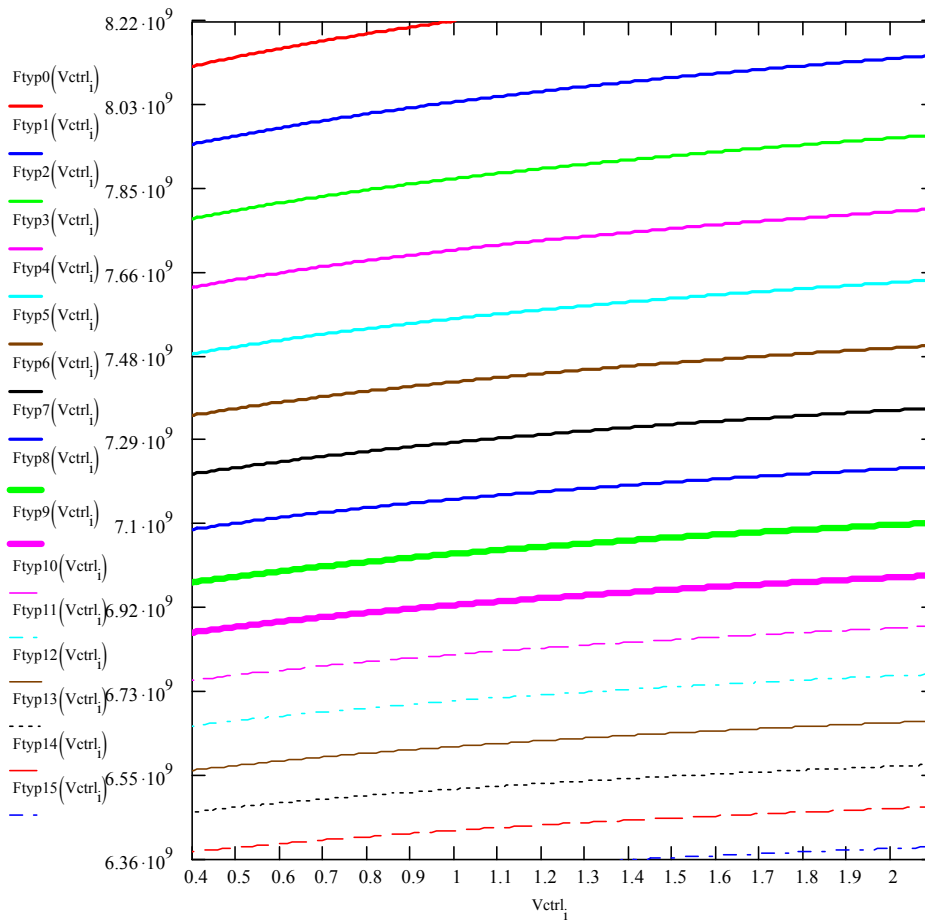
$$F_{typ11}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 0, 1, 1))}}$$

$$F_{typ12}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 1, 0, 0))}}$$

$$F_{typ13}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 1, 0, 1))}}$$

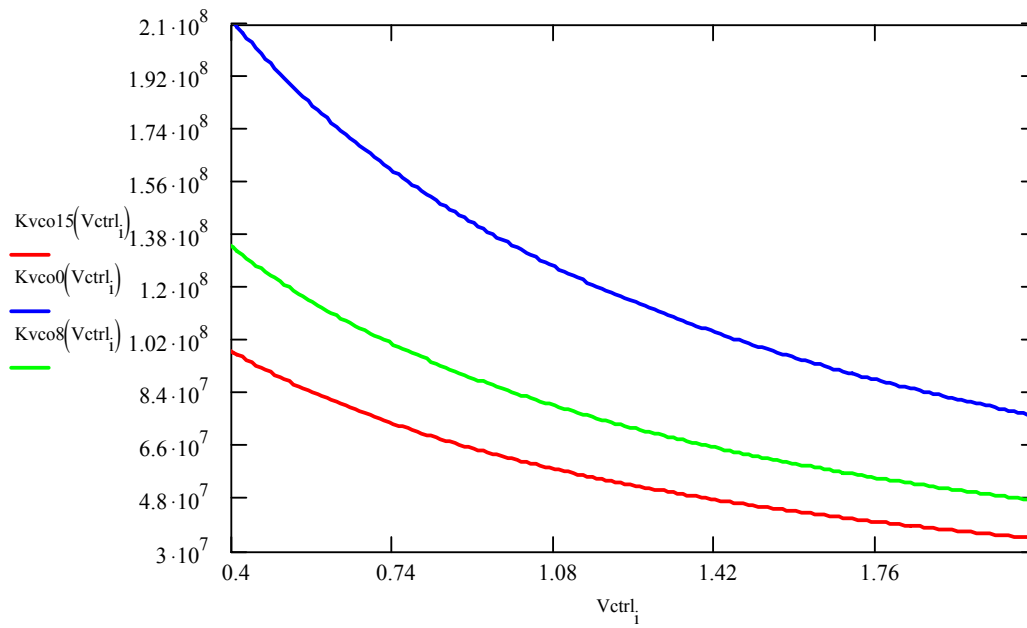
$$F_{typ14}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 1, 1, 0))}}$$

$$F_{typ15}(x) := \frac{1}{2\pi \sqrt{L0 \cdot (C_{typ}(x, 1, 1, 1, 1))}}$$



### Kvco en fonction de trois caibres

$$Kvco15(x) := \frac{d}{dx} Ftyp15(x) \quad Kvco0(x) := \frac{d}{dx} Ftyp0(x) \quad Kvco8(x) := \frac{d}{dx} Ftyp8(x)$$





## ANNEXE B

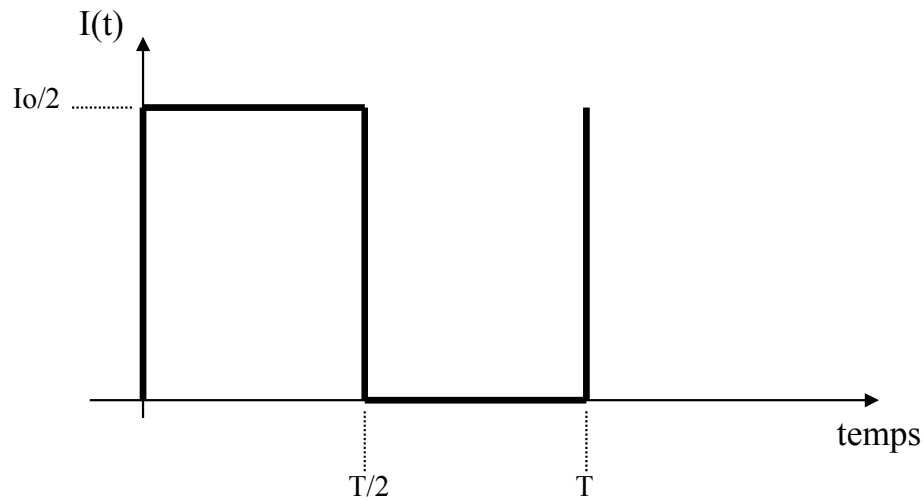
# CALCUL NUMERIQUE DU BRUIT DE PHASE

## SOMMAIRE

1. CALCUL DES COEFFICIENTS D'UNE TRANSCONDUCTANCE POLYNOMIALE  
D'ORDRES 3 ET 5..... 180
  
2. CALCUL DU BRUIT DE PHASE ISSU D'UNE SOURCE DE BRUIT DE TYPE MODE  
COMMUN ..... 181

## 1. CALCUL DES COEFFICIENTS D'UNE TRANSCONDUCTANCE POLYNOMIALE D'ORDRES 3 ET 5

Le calcul des coefficients  $\alpha_i$  de la transconductance s'effectue par identification de la caractéristique de son courant de sortie à la caractéristique du courant de sortie d'un interrupteur (la référence).



**Figure B-1 : Caractéristique du courant de sortie d'un interrupteur parfait commandé par un signal sinusoïdal**

Décomposition en série de Fourier de la caractéristique du courant de l'interrupteur :

$$I(t) = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1)\omega_0 t)}{2n+1} \quad \text{Eq. B-1}$$

Le courant fourni par une transconductance polynomiale d'ordre 5 est défini par :

$$I(t) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot V \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \alpha_3 \cdot (V \cdot \sin(\omega_0 \cdot t))^3 + \alpha_5 \cdot (V \cdot \sin(\omega_0 \cdot t))^5 \quad \text{Eq. B-2}$$

avec :

$V \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$  : la tension sur une branche de l'oscillateur

En identifiant les deux expressions du courant issues de Eq. B-1 et Eq. B-2, on obtient :

pour une transconductance d'ordre 3 (identification avec  $\alpha_5=0$ ) :

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{2} \quad \alpha_1 = \frac{8 \cdot I_0}{\pi \cdot V} \quad \alpha_3 = \frac{-64 \cdot I_0}{3 \cdot \pi \cdot V^3} \quad \text{Eq. B-3}$$



pour une transconductance d'ordre 5 :

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{2} \quad \alpha_1 = \frac{12 \cdot I_0}{\pi \cdot V} \quad \alpha_3 = \frac{-256 \cdot I_0}{3 \cdot \pi \cdot V^3} \quad \alpha_5 = \frac{1024 \cdot I_0}{5 \cdot \pi \cdot V^5} \quad \text{Eq. B-4}$$

Remarque : la valeur des coefficients  $\alpha_1$  et  $\alpha_3$  est différente d'une transconductance à une autre pour prendre en compte la génération des harmoniques supérieures.

$I_0$  (le courant circulant dans l'oscillateur) étant fixé, le calcul de l'amplitude  $V$  de la tension aux bornes d'une demi-branche (branche R,L) est défini par :

$$V = -V_{\frac{R_s}{2}} - V_{\frac{L}{2}} = -I(t) \cdot \frac{R_s}{2} - \frac{L}{2} \frac{\partial I(t)}{\partial t} \quad \text{Eq. B-5}$$

Le courant  $I(t)$  étant défini à partir des équations : Eq. B-2 et Eq. B-3 pour un polynôme d'ordre 3 et : Eq. B-2 et Eq. B-4 pour un polynôme d'ordre 5, on obtient la valeur de l'amplitude différentielle :

$$V_{diff} = 2 \cdot V = \frac{2 \cdot I_0 \cdot L}{\pi \cdot R_s \cdot C} = \frac{2 \cdot I_0 \cdot Q}{\pi \cdot C \cdot \omega_0} = \frac{2}{\pi} \cdot I_0 \cdot R_p \quad \text{Eq. B-6}$$

avec :

$R_p$  : la résistance parallèle de perte définie par :  $R_p = Q^2 \cdot R_s$

## 2. CALCUL DU BRUIT DE PHASE ISSU D'UNE SOURCE DE BRUIT DE TYPE MODE COMMUN

Le calcul reprend beaucoup de remarques et de points présentés et démontrés dans le Chapitre 3 paragraphes §1.1 et §2.1.

### 2.1. Rappel du schéma de simulation

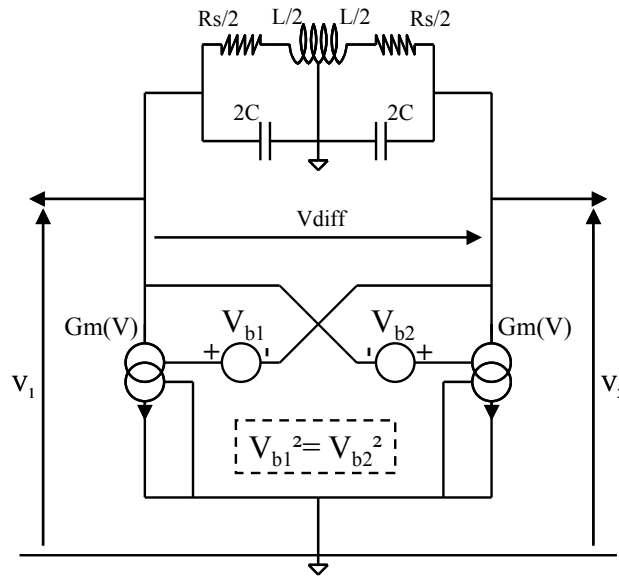


Figure B-2 : Schéma de simulation d'une source de bruit en mode différentiel

## 2.2. Définitions

$$R_s = 2.22 \, \Omega \quad L = 2 \, \text{nH} \quad C = 1 \, \text{pF} \quad Q = 20.15 \quad F_o = 3.55 \, \text{GHz} \quad I_o = 6.28 \, \text{mA}$$

$$\alpha_0 = 3.14 \, \text{mA} \quad \alpha_1 = 4.3432 \cdot 10^{-3} \, \frac{\text{A}}{\text{V}} \quad \alpha_3 = 0.893655 \cdot 10^{-3} \, \frac{\text{A}}{\text{V}^2}$$

$$\text{offset} = \frac{I_o \cdot R_s}{2} = 3.48 \, \text{mV}$$

$$V_1(t) = V_1 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - \text{offset} = 1.779 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - 3.48 \cdot 10^{-3}$$

$$V_{b1}(t) = V_b \cdot \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) = 0.447 \cdot 10^{-6} \cdot \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t)$$

$$V_{b3}(t) = V_b \cdot \sin((3 \cdot \omega_0 + d\omega) \cdot t) = 0.447 \cdot 10^{-6} \cdot \sin((3 \cdot \omega_0 + d\omega) \cdot t)$$

## 2.3. Calcul du bruit de phase avec source unilatérale

Le courant doit être calculé en séparant les sources de bruit.

On a ainsi le courant  $I_{21}(t)$ , prenant en compte le bruit unilatéral autour de H1 :

$$I_{21}(t)=Gm(V_1(t)+V_{b1}(t))=\alpha_0+\alpha_1[V_1\cdot\sin(\omega_0\cdot t)-offset+V_b\cdot\sin((\omega_0+d\omega)\cdot t)] \\ +\alpha_3[V_1\cdot\sin(\omega_0\cdot t)-offset+V_b\cdot\sin((\omega_0+d\omega)\cdot t)]^3 \quad \text{Eq. B-7}$$

Et le courant  $I_{23}(t)$ , prenant en compte le bruit unilatéral autour de H3 :

$$I_{23}(t)=Gm(V_1(t)+V_{b3}(t))=\alpha_0+\alpha_1[V_1\cdot\sin(\omega_0\cdot t)-offset+V_b\cdot\sin((3\cdot\omega_0+d\omega)\cdot t)] \\ +\alpha_3[V_1\cdot\sin(\omega_0\cdot t)-offset+V_b\cdot\sin((3\cdot\omega_0+d\omega)\cdot t)]^3 \quad \text{Eq. B-8}$$

Le développement de ces expressions donne pour le terme H1 (classé par fréquence croissante) :

$$I_{21}(t)=\alpha_0+\alpha_1\cdot offset+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^2\cdot offset}{2}+\alpha_3\cdot offset^3+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_{b1}^2\cdot offset}{2} \\ +\cos(d\omega\cdot t)\cdot[3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot V_{b1}\cdot offset] \\ +\sin(\omega_0\cdot t)\cdot\left[\alpha_1\cdot V_1+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^3}{4}+3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot offset^2+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot V_{b1}^2}{2}\right] \\ +\sin((\omega_0+d\omega)\cdot t)\cdot\left[\alpha_1\cdot V_{b1}+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^2\cdot V_{b1}}{4}+3\cdot\alpha_3\cdot V_{b1}\cdot offset^2+\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_{b1}^3}{4}\right] \\ +\sin((\omega_0-d\omega)\cdot t)\cdot\left[\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^2\cdot V_{b1}}{4}\right] \\ +\sin((\omega_0+2d\omega)\cdot t)\cdot\left[\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot V_{b1}^2}{4}\right] \\ +\cos(2\omega_0\cdot t)\cdot\left[-\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^2\cdot offset}{2}\right] \quad \text{Eq. B-9} \\ +\cos((2\omega_0+d\omega)\cdot t)\cdot[-3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot V_{b1}\cdot offset] \\ +\cos((2\omega_0+2d\omega)\cdot t)\cdot\left[-\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_{b1}^2\cdot offset}{2}\right] \\ +\sin(3\omega_0\cdot t)\cdot\left[-\frac{\alpha_3\cdot V_1^3}{4}\right] \\ +\sin((3\omega_0+d\omega)\cdot t)\cdot\left[-\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1^2\cdot V_{b1}}{4}\right] \\ +\sin((3\omega_0+2d\omega)\cdot t)\cdot\left[-\frac{3\cdot\alpha_3\cdot V_1\cdot V_{b1}^2}{4}\right] \\ +\sin((3\omega_0+3d\omega)\cdot t)\cdot\left[-\frac{\alpha_3\cdot V_{b1}^3}{4}\right]$$

De même le développement de ces expressions donne pour le terme H3 (classé par fréquence croissante) :

$$\begin{aligned}
I_{23}(t) = & \alpha_0 + \alpha_1 \cdot \text{offset} + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot \text{offset}}{2} + \alpha_3 \cdot \text{offset}^3 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b3}^2 \cdot \text{offset}}{2} \\
& + \sin(\omega_0 \cdot t) \left[ \alpha_1 \cdot V_1 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^3}{4} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_{b3}^2}{2} \right] \\
& + \sin((\omega_0 + d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b3}}{4} \right] \\
& + \cos(2\omega_0 \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot \text{offset}}{2} \right] \\
& + \cos((2\omega_0 + d\omega) \cdot t) \left[ 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_{b3} \cdot \text{offset} \right] \\
& + \sin(3\omega_0 \cdot t) \left[ -\frac{\alpha_3 \cdot V_1^3}{4} \right] \\
& + \sin((3\omega_0 + d\omega) \cdot t) \left[ \alpha_1 \cdot V_{b3} + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_3^3}{4} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b3} \cdot \text{offset}^2 + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b3}}{2} \right] \\
& + \cos((4\omega_0 + d\omega) \cdot t) \left[ -3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_{b3} \cdot \text{offset} \right] \\
& + \sin((5\omega_0 + d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b3}}{4} \right] \\
& + \sin((5\omega_0 + 2d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_{b3}^2}{4} \right] \\
& + \cos((6\omega_0 + 2d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot \text{offset} \cdot V_{b3}^2}{2} \right] \\
& + \sin((7\omega_0 + 2d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1 \cdot V_{b3}^2}{4} \right] \\
& + \sin((9\omega_0 + 3d\omega) \cdot t) \left[ -\frac{\alpha_3 \cdot V_{b3}^3}{4} \right]
\end{aligned} \tag{Eq. B-10}$$

On a donc la présence de composantes en  $\omega_0 + d\omega$  et  $\omega_0 - d\omega$ . On calculera donc le bruit de phase sur chaque *sideband* de l'harmonique 1.

L'application numérique donne pour chaque composante issue de H1 et H3 :

$$H1 \Rightarrow \begin{cases} \alpha_1 \cdot V_{b1} + \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b1}}{2} + 3 \cdot \alpha_3 \cdot V_{b1} \cdot \text{offset}^2 = 0.4398 \cdot 10^{-10} \text{ A pour } \omega_0 + d\omega \\ \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b3}}{4} = 0.9491 \cdot 10^{-9} \text{ A pour } \omega_0 - d\omega \end{cases} \quad \text{Eq. B-11}$$

et

$$H3 \Rightarrow \frac{3 \cdot \alpha_3 \cdot V_1^2 \cdot V_{b3}}{4} = 0.9491 \cdot 10^{-9} \text{ A pour } \omega_0 + d\omega$$

Le bruit issu de H1 et H3 est décorrélé. Il faut, pour connaître l'amplitude crête du courant de bruit total circulant dans une branche de l'oscillateur, effectuer la somme quadratique de ces amplitudes :

$$\sqrt{(0.4398 \cdot 10^{-10})^2 + (0.9491 \cdot 10^{-9})^2} = 0.9931 \cdot 10^{-9} \text{ A pour } \omega_0 + d\omega$$

et

$$0.9491 \cdot 10^{-9} \text{ A pour } \omega_0 - d\omega$$

Eq. B-12

L'oscillateur étant symétrique, on a la présence d'un bruit de même valeur sur  $I_1(t)$ .

L'application numérique donne :

pour  $\omega_0 + d\omega$ :

$$L(100\text{kHz}) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle I_b \rangle * Z(100\text{kHz})}{\langle V_{diff} \rangle} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{0.9931 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{2}} * 795774}{\frac{2 \cdot 1.779}{\sqrt{2}}} \right) = -76.08 \text{ dBc/Hz}$$

pour  $\omega_0 - d\omega$ :

$$L(100\text{kHz}) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle I_b \rangle * Z(100\text{kHz})}{\langle V_{diff} \rangle} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{0.9491 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{2}} * 795774}{\frac{2 \cdot 1.779}{\sqrt{2}}} \right) = -76.47 \text{ dBc/Hz}$$

Avec un bruit unilatéral, on a l'habitude de retirer 6 dB (3+3) au bruit de phase de la bande  $\omega_0 + d\omega$ . On obtient alors un bruit de phase d'environ : -82 dBc/Hz, or la simulation nous donne un résultat de -79 dBc/Hz. Cette différence est due au fait que le bruit de la bande  $\omega_0 - d\omega$ , grâce au phénomène de l'élimination du bruit d'amplitude et donc de la création d'image, va ajouter 3 dB au bruit de phase de  $\omega_0 + d\omega$ . On obtient alors : -79 dBc/Hz.

## 2.4. Généralisation à un bruit bilatéral

Dans le cas d'un bruit bilatéral, les composantes en  $\omega_0+d\omega$  et  $\omega_0-d\omega$  sont rigoureusement identiques. Il convient de faire la somme quadratique de toutes les composantes présentes sur une bande :

$$\sqrt{(0.4398 \cdot 10^{-10})^2 + (0.9491 \cdot 10^{-9})^2 + (0.9491 \cdot 10^{-9})^2} = 1.343 \text{ nA} \quad \text{Eq. B-13}$$

Donc un bruit de phase :

$$L(100\text{kHz}) = 20 \cdot \log \left( \frac{\langle I_b \rangle * Z(100\text{kHz})}{\langle V_{diff} \rangle} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{1.343 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{2}} * 795774}{\frac{21.779}{\sqrt{2}}} \right) = -73.2 \text{ dBc/Hz}$$

avec le facteur correctif (-3dB) d'élimination du bruit d'amplitude, on obtient comme bruit final :

$$-73.2 - 3 = -76.2 \text{ dBc/Hz} \quad \text{Eq. B-14}$$

Ce résultat concorde avec celui fourni par la simulation pour un bruit bilatéral centré autour de  $2\omega_0$ , qui est : -76.3 dBc/Hz.