

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique

Spécialité Microélectronique, Microsystèmes et Conception de Circuits

présenté par

Soualhi Mohamed El Rachid

conception de circuits intégrés de génération de fréquence dédié aux applications RF

Proposé par : Mr.abdelhalim.A.Saadi et M.N.Boughrira

Année Universitaire 2016-2017

Remerciements

Nous remercions Dieu, le tout puissant, pour nous avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de notre chemin, durant toutes nos années d'études.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos promotrices Mr *ABDELHALIM. A.Saadi* et Mme *N.BOUGHRIRA* pour nous avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils tout au long de notre travail, leur aide et leur confiance.

Nous remercions également tous les enseignants de département électronique pour leur encouragement durant notre cursus universitaire et tous les enseignants du primaire jusqu'à l'université.

Dédicaces

Je dédie ce projet de fin d'étude aux personnes qui me sont les plus chères:

- *A mes adorables parents qui m'ont énormément soutenu dans les moments les plus difficiles, partagés mes Joies et mes peines, qui se sont toujours sacrifiés a mes dépends.*
- *mes frères.*
- *A mes oncles, tantes, cousins, cousines.*
- *A toute ma famille sans exception.*
- *A mes très chers amis*
- *A toute la promo d'électronique (MMCC) 2016/2017.*

Enfin, mes dédicaces sont destinés a tous ceux et celles que j'aime et qui M'ont soutenu durant le P.F.E.

.

M.R.SOUALHI

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 01 : Généralités sur les Oscillateurs

1.1. Introduction.....	3
1.2. Généralités sur les oscillateurs radiofréquences.....	3
1.2.1. Les oscillateurs à quartz (XOs).....	4
1.2.2. Les oscillateurs à relaxation.....	5
1.2.3. Oscillateur En anneaux.....	6
1.2.4. L'oscillateur LC.....	7
1.3. Le rôle des VCO dans les PLL.....	7
1.4. Les Topologies de base d'oscillateurs utilisés dans les applications RF.....	9
1.4.1. Les Topologie d'oscillateur Colpitts et Hartley.....	9
1.4.2. Topologie d'oscillateur à Paire Différentielle de Transistors Croisées.....	10
1.5. La technologie CMOS 0.18 μm	11
1.5.1. Capacité en technologie CMOS.....	11
1.5.2. Inductance RF en technologie CMOS.....	12
1.5.3. Transistor MOS.....	14
1.5.4. Varactor en technologies CMOS.....	15
a les varactors diode	16
b les varactors MOS.....	17
1.6. Conclusion.....	18

Chapitre 02 : l'étude du VCO-LC

2.1. Introduction.....	19
2.2. Conditions d'oscillations	19
2.3. Etude d'Oscillation Commandée en Tension (VCO – LC).....	20
2.3.1. Circuit résonnant RLC.....	21

2.3.2. Capacité variable.....	21
2.3.3. Paire Différentielle.....	21
2.4. Caractéristiques du VCO-LC.....	24
2.4.1. Le facteur de qualité.....	24
2.4.2. Plage d'accord.....	25
2.4.3. Le bruit de phase.....	26
2.5. Miroir de courant.....	28
2.6. Conclusion.....	29
Chapitre 03 : Conception du VCO-LC	
3.1. Introduction.....	31
3.2. Conception du résonateur LC à fréquence fixe.....	31
3.3. Résonateur LC accordé en fréquence.....	34
3.3.1. varactor MOS.....	35
3.3.2. varactor diode.....	35
3.4. Paire différentielle.....	38
3.4.1. Paire différentielle fournie par les transistors NMOS.....	38
3.4.2. Paire différentielle fournie par les transistors PMOS.....	42
3.5. Miroir de courant.....	45
3.6. VCOs complet.....	46
3.6.1. Modules utilisés dans la simulation.....	46
3.6.2. Simulation et résultats de VCO NMOS.....	46
3.6.3. Simulation et résultats de VCO PMOS.....	49
3.7. Conclusion.....	51
Conclusion générale.....	52

Liste des figures

Figure 1.1. Arbre hiérarchique des oscillateurs électroniques.....	3
Figure 1.2. Structure de l'oscillateur à quartz.....	4
Figure 1.3. Modélisation du quartz par un circuit de RLC.....	5
Figure 1.4. Structure de l'oscillateur à relaxation.....	5
Figure 1.5. Structure de l'oscillateur en anneau.....	6
Figure 1.6. Structure d'oscillateur LC.....	7
Figure 1.7. La boucle à verrouillage de phase.....	8
Figure 1.8. L'oscillateur Colpitts.....	9
Figure 1.9. L'oscillateur Hartley.....	10
Figure 1.10. Oscillateur Différentiel avec deux Transistors Croisés.....	10
Figure 1.11. Couches physiques de la technologie RF CMOS 0.18 μm	11
Figure 1.12. Layout de l'inductance RF en technologie CMOS 0.18 μm	12
Figure 1.13. Modèle électrique de l'inductance RF.....	13
Figure 1.14. Structure du Transistor MOS.....	15
Figure 1.15. Structure simplifiée et symbole d'un transistor N-MOSFET.....	15
Figure 1.16. Modèle électrique de varactor.....	17
Figure 1.17. Layout de varacator diode RF en technologie CMOS 0.18 μm	17
Figure 1.18. Circuits équivalents d'un capa MOS.....	18
Figure 2.1. Synoptique du Power VCO en tant qu'oscillateur.....	19
Figure 2.2. Structure du VCO _LC.....	20
Figure 2.3. Le circuit LC.....	21
Figure 2.4. Signal de sortie de circuit LC.....	21
Figure 2.5. Modèle de résistance négative d'un oscillateur LC.....	22
Figure 2.6. Résistance négative fournit par les transistors de l'oscillateur LC.....	23
Figure 2.7. Circuit d'un résonateur RLC.....	24

Figure 2.8. Spectre de l'oscillateur bruité.....	26
Figure 2.9. Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur.....	27
Figure 2.10. Contributions au bruit de phase.....	28
Figure 2.11. Circuit à base de miroir de courant.....	29
Figure 3.1. Circuit résonnant LC idéale.....	32
Figure 3.2. Réponse de Circuit résonnant LC idéale.....	32
Figure 3.3. L'inductance en technologie CMOS 0.18- μm	33
Figure 3.4. Valeur du Facteur de qualité de l'inductance CMOS	33
Figure 3.5. Le circuit résonateur en technologie CMOS 0.18- μm	34
Figure 3.6. Circuit du résonateur LC accordé en fréquence avec varactor MOS.....	36
Figure 3.7. Circuit du résonateur LC accordé en fréquence avec varactor diode.....	37
Figure 3.8. Montage pour déterminer l'impédance d'entrée du résonateur.....	39
Figure 3.9. Calcul de l'impédance d'entrée du résonateur.....	39
Figure 3.10. montage pour déterminer l'impédance d'entrée du paire différentielle fournie par les transistors NMOS.....	41
Figure 3.11. L'impédance d'entrée de la paire différentielle fournie par les transistors NMOS.....	41
Figure 3.12. Montage pour déterminer l'impédance d'entrée du résonateur.....	43
Figure 3.13. Calcul de l'impédance d'entrée du résonateur.....	43
Figure 3.14. montage pour déterminer l'impédance d'entrée du paire différentielle fournie par les transistors PMOS.....	44
Figure 3.15. L'impédance d'entrée de la paire différentielle fournie par les transistors PMO.....	44
Figure 3.16. Miroir de courant.....	45
Figure 3.17. Setup de simulation du circuit VCO-LC (NMOS) CMOS 0.18- μm	47
Figure 3.18. Distribution spectral du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18- μm	48
Figure 3.19. Forme d'onde de sortie du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18- μm	48

Figure 3.20. Bruit de phase du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18- μm	49
Figure 3.21. Distribution spectral du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18- μm	49
Figure 3.22. Forme d'onde de sortie du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18- μm	50
Figure 3.23. Bruit de phase du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18- μm	50

Liste des tableaux

Tableau 3.1. Comparaison les deux VCO-LC (NMOS, PMOS).....	51
Tableau 3.2. Comparaison de notre travail avec les divers oscillateurs à structure planaire.....	52

Introduction générale

L'année 2020 constitue un échéancier important pour le déploiement de plusieurs services relatifs aux technologies de l'information et de la communication. Parmi ces services l'internet des objets (Internet of Things : IoT) a bénéficié d'un intérêt particulier de la part des industriels ou même académiques. En effet, l'IoT se présente comme un marché très prometteur d'environ 157.05 Billion de Dollars à l'horizon 2021. En outre, la 5^{ème} génération de la radio mobile connaîtra aussi un déploiement très prochain et va servir comme réseau de base pour l'IoT. Aussi, une thématique très intéressante qui se présente est le concept de l'INDUSTRIE 4.0 qui va bouleverser les différents secteurs industriels en leur octroyant une certaine intelligence et autonomie.

Un constat très important mérite d'être signalé par rapport à toutes ces technologies, est le fait qu'elles utilisent la communication sans-fil comme moyen d'interconnexion. A cet effet, la filière de la conception des modules de communication radiofréquence (RF) sera fortement sollicitée pour répondre à ce besoin croissant. Cependant, ces modules RF seront soumis à des spécifications sévères en termes de consommation de puissance, haute performance et un taux d'intégration important doit être achevé. Afin de répondre à ces exigences les concepteurs de circuits RF doivent faire usage aux technologies monolithiques, en particulier la technologie CMOS qui offre une capacité d'intégration remarquable et une implémentation de circuits intégrés à faible consommation à condition qu'une conception adéquate soit réalisée.

En effet, l'établissement d'une communication RF est conditionnée par l'allocation d'un spectre de fréquence bien précis qui doit être respecté par les infrastructures déployées et par conséquent par la circuiterie des modules RF permettant d'établir une telle communication. Ainsi, ces modules RF, appelés aussi Front-end, doivent d'être dotés de blocs assurant la génération des fréquences porteuse, et ce, en adéquation avec les ressources radio allouées. Ces circuits de génération de fréquence sont connus sous le nom d'oscillateur local. Ils peuvent prendre plusieurs formes et configurations en fonction de l'architecture retenue par leur concepteur (oscillateur contrôlé en tension, oscillateur en anneau, oscillateur piézoélectrique...).

Le présent mémoire présente une conception d'un VCO de type LC à faible bruit de phase, entièrement intégré en utilisant la technologie CMOS 0.18 μm . L'objectif principale

Introduction générale

est la maîtrise des étapes de conception d'un tel circuit sur la dite technologie et de fournir une solution de circuit générateur de fréquence. Dans ce cadre, la synthèse de ce travail de sera composée de trois chapitres décrivant les étapes et les points clés de la conception d'un oscillateur RF.

Dans le premier chapitre nous rappelons quelques types et topologies de base d'oscillateurs répondus en radio fréquence et comment ils se présentent lors d'une éventuelle intégration dans la technologie CMOS 0.18- μm . Les éléments de base impliqués dans la conception du VCO seront aussi discutés pour en faire un bon usage lors de notre conception.

Dans le deuxième chapitre nous rappelons quelques notions théoriques liées aux oscillateurs que nous allons concevoir, en l'occurrence, l'oscillateur du type VCO LC. Ainsi, nous allons étudier théoriquement la circuiterie nécessaire pour la concrétisation d'un tel composant.

Le troisième chapitre portera sur la conception proprement dite du VCO LC en technologie CMOS 0.18- μm . Nous allons cibler la fréquence 2.4 GHz car c'est la fréquence qui sera probablement utilisée pour le déploiement des réseaux de communication sans-fil de future génération tel que l'loT. A cet effet, nous allons concevoir deux types de VCO et les comparer et en déduire la meilleure topologie. Les résultats de simulation seront exposés et discutés aussi.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.1 Introduction

En parlant de circuits intégrés de génération de fréquence, les oscillateurs se présentent comme étant le circuit candidat pour assurant ce fonction. Cependant, pour les applications radiofréquence un oscillateur est inséré dans une boucle à verrouillage de phase (PLL) afin de garantir une fréquence la plus stable possible. Dans ce chapitre nous rappelons quelques types et topologies de base d'oscillateurs répondus dans les applications RF. Nous allons aussi exposer le rôle des oscillateurs contrôlés en tension (VCO) dans les PLL et comment se présentent dans la technologie CMOS, les éléments de base impliqués dans la conception du VCO, en l'occurrence, les capacités, les inductances RF, les transistors MOS ainsi que les varactors (MOS, diode).

1.2 Généralités sur les oscillateurs radiofréquences

L'oscillateur constitue un maillon essentiel de tout système d'émission-réception fonctionnant aux hautes fréquences. En définitive, il existe une grande variété d'applications des systèmes de télécommunication dont l'activité majeure reste la transmission des signaux engendrés par les oscillateurs qui sont l'objet de notre travail. Les oscillateurs occupent une place particulière en raison du verrou technologique qu'ils représentent. Suivant son utilité, l'oscillateur contrôlé en tension(VCO) peut être réalisé d'une manière différente. En plus de sa structure, il se diffère d'autres par ses avantages et ses lacunes. Dans cette section nous discutons quelques structures d'oscillateurs. La Figure 1.1 présente quelques types d'oscillateurs existants [1].

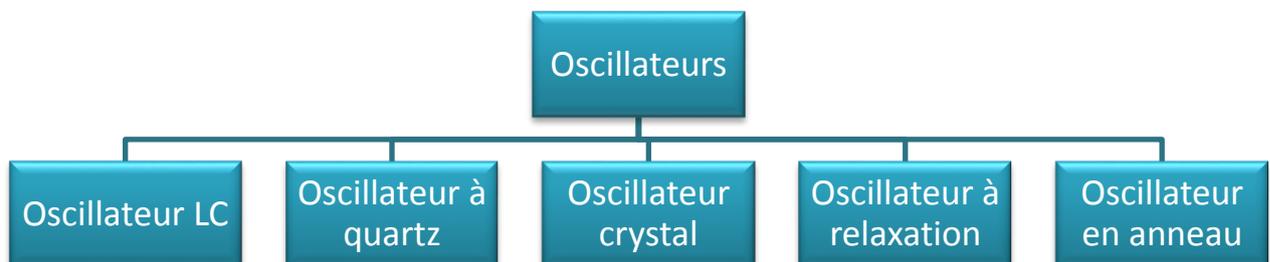


Figure 1.1.Arbre hiérarchique des oscillateurs électroniques

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.2.1 Les oscillateurs à quartz(XOs)

Les XOs présentés dans la figure 1.2 sont des oscillateurs utilisant un quartz comme circuit résonnant. Ils utilisent les propriétés vibratoires du cristal de quartz pour générer les oscillations. L'avantage de ces oscillateurs est la très grande stabilité du montage pour un faible coût. Le facteur de qualité des résonateurs à quartz est beaucoup plus élevé (au moins cent fois) que celui des résonateurs LC utilisant des éléments discrets. Les XOs 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. Ce qui implique une très faible excursion en fréquence qui ne dépasse pas 0.3% de la fréquence centrale d'oscillation. Ce qui lui fait perdre tout intérêt pour une application n'utilisant pas une fréquence unique. Cependant cette stabilité en fréquence rend les oscillateurs XOs très utilisés comme horloge de référence, en sus 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, par exemple, une fréquence de référence pour des PLLs [2]. Pour faciliter son étude, on modélise le quartz par le circuit RLC équivalent présenté dans la Figure 1.3.

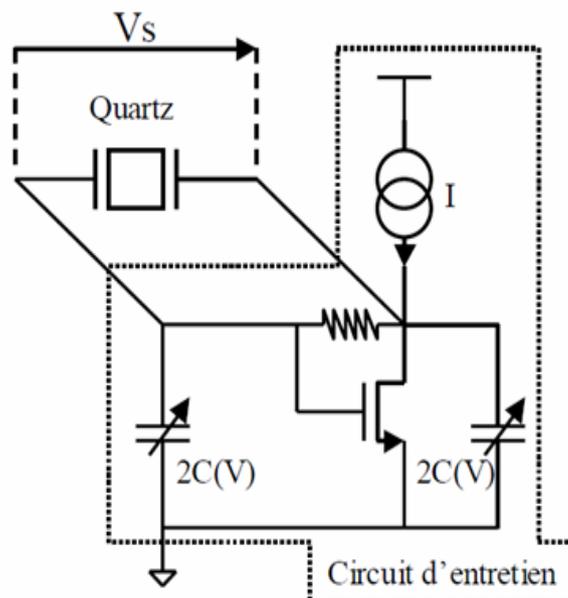


Figure 1.2. Structure de l'oscillateur à quartz

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

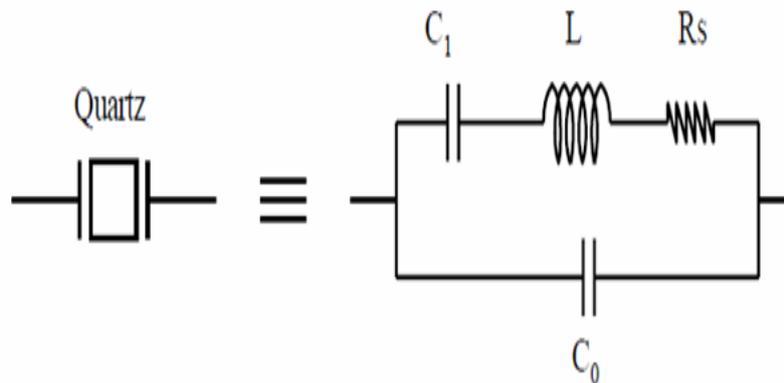


Figure 1.3. Modélisation du quartz par un circuit RLC

1.2.2 Les oscillateurs à relaxation

Ce sont des systèmes qui évoluent alternativement entre deux états d'énergie grâce à une source extérieure d'énergie. On les appelle ainsi en raison du retour périodique du système vers un état de plus faible énergie. La période du signal dépend des intensités utilisées par certains éléments. L'énergie s'accumule, puis s'évacue au moyen d'un même réservoir (un condensateur par exemple). En plus de ce réservoir, l'oscillateur nécessite un dispositif déclenchant le "remplissage" et la "vidange" du réservoir. Un oscillateur à relaxation est réalisé à partir de capacités (variables ou non), de comparateurs à hystérésis et au minimum deux sources de courant comme représenté dans Figure 1.4 [2]

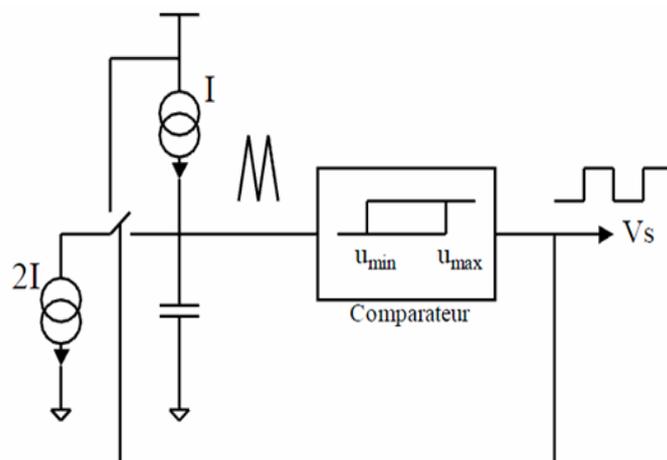


Figure 1.4. Structure de l'oscillateur à relaxation

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.2.3 Oscillateur En anneaux

Parmi les structures les plus utilisées en radiofréquence, nous considérons les oscillateurs en anneau de la Figure 1.5. Ce type d'oscillateur est basé sur le temps de commutation des inverseurs. En connectant, un nombre bien défini d'inverseurs, nous obtenons un signal oscillant naturellement à la sortie de chaque inverseur de la chaîne. Généralement, ils se trouvent en deux topologies : asymétriques de types CMOS ou symétriques de type paire différentielle (bipolaire et/ou CMOS). Le premier est le plus simple, il consiste à cascader des inverseurs CMOS. Ainsi, un nombre impair d'inverseurs est nécessaire au bon fonctionnement. Cependant, il est possible d'utiliser un nombre pair d'opérateurs en introduisant des portes non-inverseurs. Dans ce dernier cas, la topologie différentielle est généralement mise en œuvre, de façon à équilibrer les temps de propagation des opérateurs inverseurs et non-inverseurs [3].

La fréquence d'oscillation est directement liée au nombre d'inverseurs. L'inconvénient majeur de ce type d'oscillateur est la forte dépendance de sa fréquence avec les paramètres technologiques. La fréquence n'est pas très stable et surtout non contrôlable. On peut difficilement prédire avec précision cette fréquence d'oscillation [1]

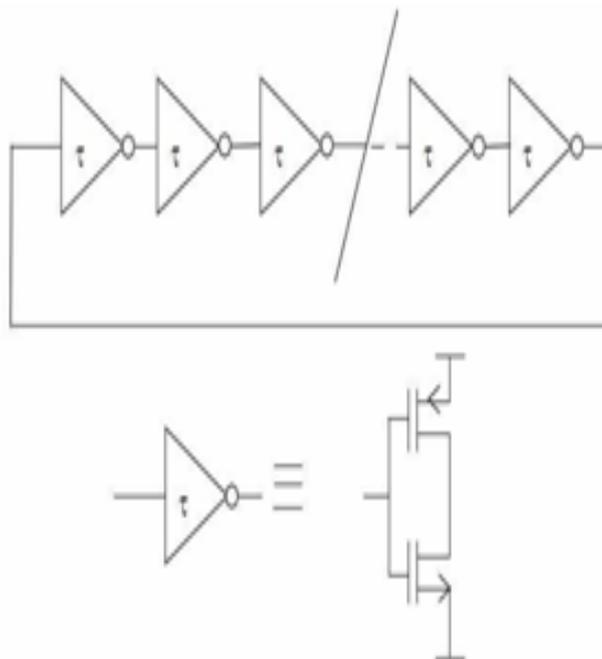


Figure 1.5. Structure de l'oscillateur en anneau

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.2.4 L'oscillateur LC

Les oscillateurs LC possèdent le même principe de fonctionnement que les oscillateurs à quartz. Ils se basent sur la fréquence de résonance d'un circuit résonateur LC. Il s'agit toujours de compenser les pertes résistives du circuit résonant (LC). La compensation de ces pertes est assurée par le circuit actif. Cette compensation est représentée par une conductance négative $-G$. La Figure 1.6 présente le modèle électrique de l'oscillateur à résonateur LC.

Il existe plusieurs types d'oscillateurs LC, la différence entre ces types est la structure du circuit actif (simple ou différentiel) et la structure du résonateur (simple ou différentiel et simple ou double paire croisée) [4]

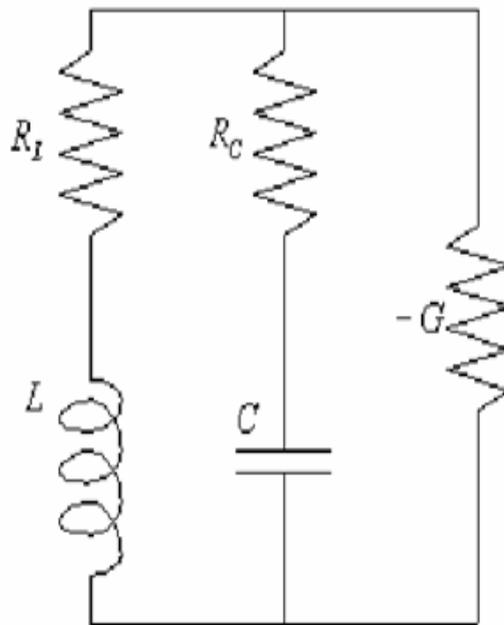


Figure 1.6. Modèle électrique d'un oscillateur LC

1.3 Le rôle des VCOs dans les PLLs

Dans les applications RF le VCO n'est pas utilisé dans les modules de transmission comme un bloc unique, mais il est plutôt inséré dans un autre système qui garantit l'asservissement de la fréquence d'oscillation. La boucle à verrouillage de phase Figure 1.7 est un asservissement de phase ou de fréquence qui asservit la fréquence d'un oscillateur

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

commandé en tension à un signal injecté à l'entrée [5]. Ainsi, dans une PLL on trouve les éléments suivants,

- Le cœur de la PLL est le VCO qui fournit en sortie un signal sinusoïdal ou carré dont la fréquence instantanée $f_s(t)$ dépend de la tension présente en son entrée.
- Le comparateur de phase élabore une tension $u(t)$ proportionnelle au déphasage entre les signaux d'entrée (signal de référence) et celui de la sortie f (sortie du VCO)
- Le filtre passe-bas lisse cette tension $u(t)$ en gardant sa valeur moyenne et en supprimant les harmoniques.

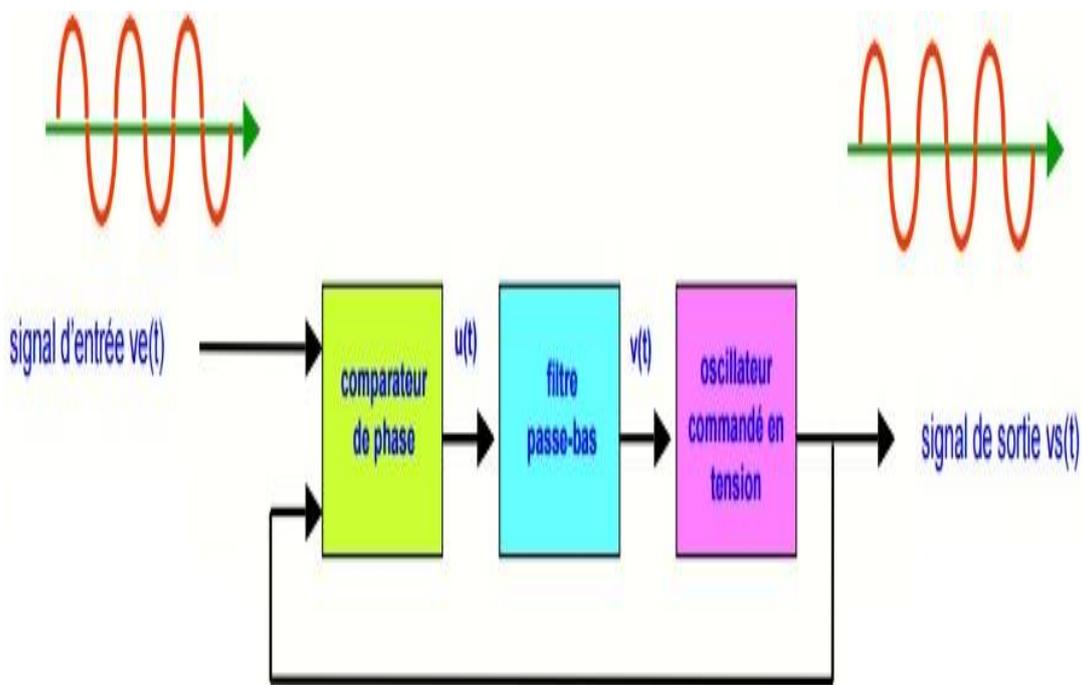


Figure 1.7. La boucle à verrouillage de phase

En l'absence de signal appliqué à son entrée, le VCO fonctionne à sa fréquence naturelle d'oscillation f . Si on applique à l'entrée un signal de fréquence f_e , la boucle traverse un régime transitoire où $u(t)$ et $v(t)$ varient de manière complexe. Ce régime transitoire est appelé verrouillage ou capture. A la fin du régime transitoire, la boucle est verrouillée et la fréquence du VCO est alors égale à celle du signal d'entrée.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.4 Les Topologies d'oscillateurs utilisés dans les applications RF

Dans cette partie nous allons présenter deux topologies d'oscillateurs les plus utilisés dans les applications RF.

1.4.1 Les Topologies d'oscillateur Colpitts et Hartley

Les topologies Colpitts et Hartley sont basées sur des réseaux passifs de transformation d'impédance, où la résistance parallèle équivalente R_p représente les pertes collectives dans les inductances et d'autres dispositifs passifs.

L'oscillateur Colpitts, présenté dans la Figure 1.8, a été inventé par Edwin H. Colpitts. C'est l'une des nombreuses configurations possibles d'oscillateur électronique. Ses principaux atouts résident dans sa simplicité de mise en place ainsi que dans sa robustesse [6].

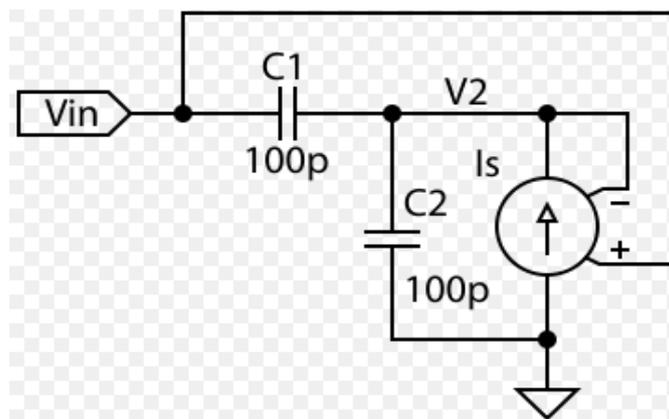


Figure 1.8. L'oscillateur Colpitts [7]

L'oscillateur Hartley, présenté dans la Figure 1.9, a été inventé par Ralph Hartley, est une autre configuration d'oscillateur LC. L'oscillateur Hartley est le dual de l'oscillateur Colpitts. Il est relativement peu utilisé du fait qu'il nécessite une prise sur une inductance. Une variante consiste à utiliser deux inductances séparées, ce qui est généralement onéreux vu que la taille du circuit finale augmente considérablement.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

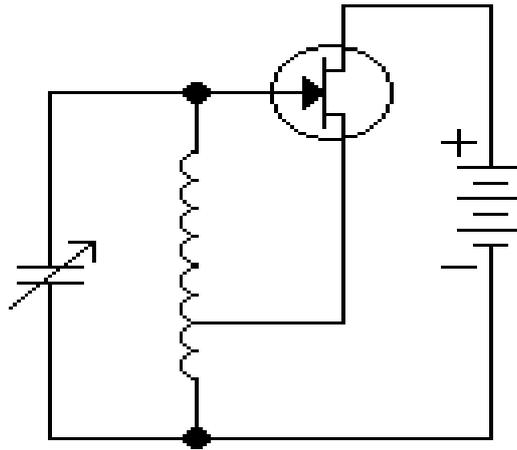


Figure 1.9. L'oscillateur Hartley [8]

1.4.2 Topologie d'oscillateur à paire différentielle de transistors croisés

La Figure 1.10 illustre les configurations possibles d'un oscillateur à base d'une paire différentielle. Bien que les circuits présentés soient à base de transistors bipolaires, la même configuration reste valable pour des transistors CMOS. On peut noter que ce type d'oscillateur est composé d'un circuit actif, un circuit passif et une source de courant.

L'interconnexion d'une inductance L avec une capacité C , soit en parallèle soit en série, a pour conséquence de créer un système résonnant qui va pouvoir induire des oscillations à la fréquence $1/2\pi LC$.

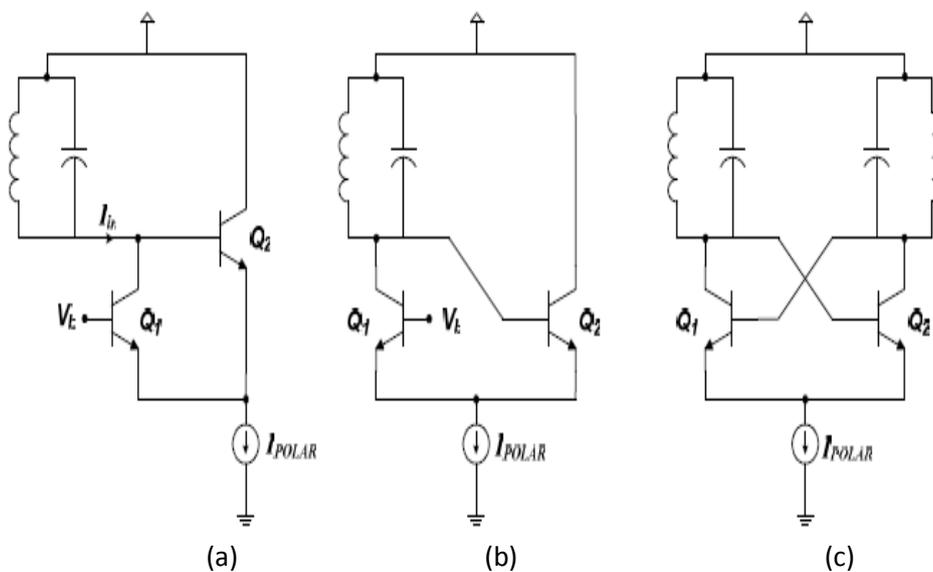


Figure 1.10. Oscillateur différentiel avec deux transistors croisés

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.5 La technologie CMOS 0.18 μm

Le procédé utilisé pour notre implémentation est dédié aux applications RF AMS (*Radio frequency-Analog Mixed Signal*). Il est composé de six niveaux de métallisation M1-M6 déposés sur un substrat de Silicium de faible résistivité. L'épaisseur des couches de métallisation diffère d'un niveau à un autre. La figure 1.11 donne une coupe transversale du procédé RF CMOS 0.18 μm .

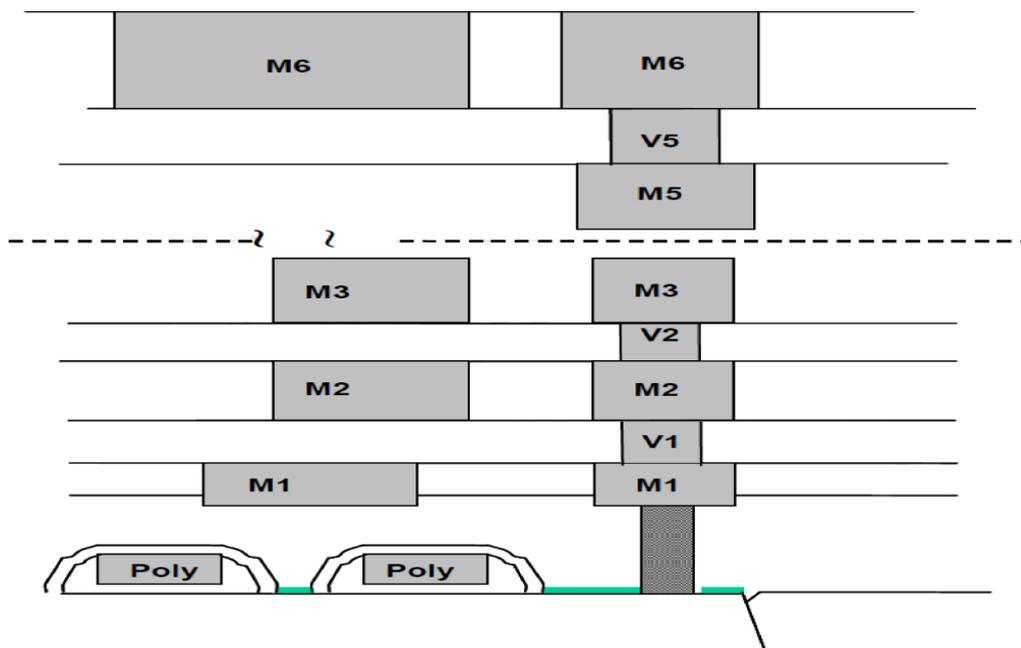


Figure 1.11. Couches physiques de la technologie RF CMOS 0.18 μm [9]

1.5.1 Capacité en technologie CMOS

La capacité en technologie CMOS peut être réalisée en utilisant deux parois métalliques séparées par un isolant. En partant de ce principe plusieurs options sont offertes pour réaliser les capacités. On peut trouver les capacités MIM (Métal Isolant Métal) ou les capacités PIM (Poly-silicium Isolant Métal), dans les deux cas l'isolant est l'oxyde de silicium [9].

La valeur de la capacité dans dépend de la surface de ses armatures conductrices nommée A_{MIM} , la valeur de capacité est évaluée en fonction de cette surface par l'expression suivante [10],

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

$$C_{MIM} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{d} A_{MIM} \quad (1.1)$$

Où ϵ_r et d sont respectivement la permittivité relative et l'épaisseur de l'isolant.

1.5.2 Inductance RF en technologie CMOS

Contrairement à la capacité, l'implémentation de l'inductance RF en technologie CMOS est relativement sensible. Ceci est dû aux effets néfastes des parasites introduit par ce composant ainsi que la taille importante occupée par son layout. La figure 1.12 illustre le layout de l'inductance utilisée dans notre implémentation. C'est une inductance ayant quatre paramètres, à savoir, W la largeur du ruban, S espacement entre rubans, N nombre de tours et R le rayon intérieur de la spire.

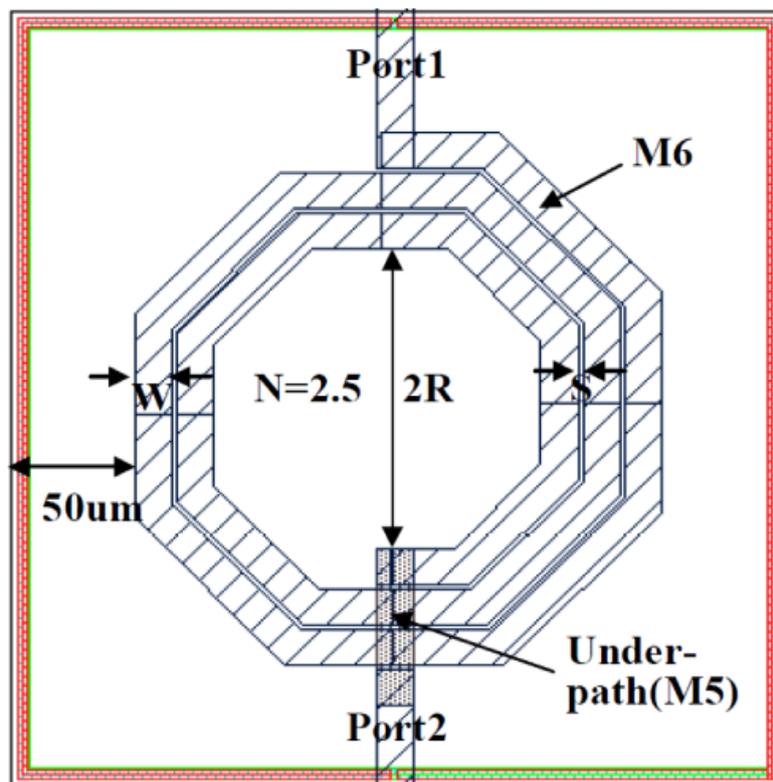


Figure 1.12. Layout de l'inductance RF en technologie CMOS 0.18 μm

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

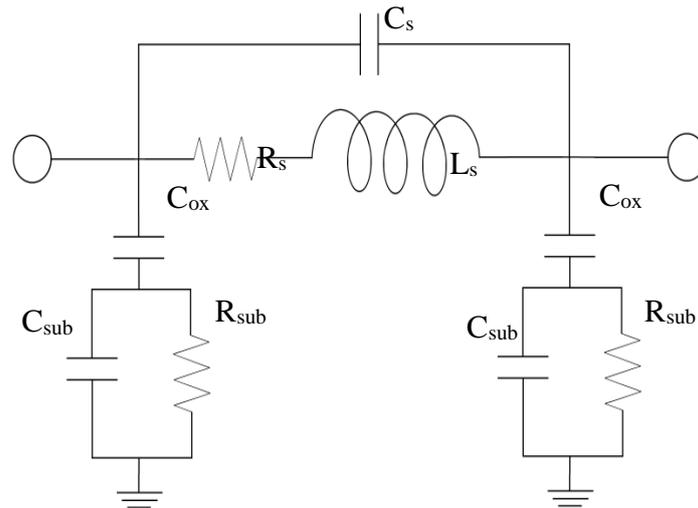


Figure 1.13. Modèle électrique de l'inductance RF

Pour les applications RF l'inductance possède un modèle électrique qui prend en considération tous les effets parasites qui se manifestent aux fréquences de travail relatives figure 1.13. Chaque élément constituant ce modèle peut être évalué à travers des formules empiriques.

Lors du dimensionnement de l'inductance RF spirale, un paramètre très important doit toujours être considéré, à savoir, le facteur de qualité Q . Ce dernier doit présenter la valeur la plus élevée possible pour que la bobine se rapproche au mieux de son fonctionnement idéal. Une fois les dimensions de l'inductance arrêtées, la valeur de Q peut être extraite à partir des paramètres S_{ij} provenant de la simulation ou de la mesure.

En effet, les performances du VCO-LC, telles que la puissance de sortie, le bruit de phase et la puissance consommée dépendent largement des facteurs de qualité des inductances. Pour mieux dégager les solutions permettant d'améliorer leurs performances, d'une manière générale, une bonne inductance se définit par :

- Une valeur d'inductance suffisante ;
- Une faible résistance série ;
- Une super ficieréduite ;
- De faibles pertes par le substrat ;
- Une fréquence de résonance suffisamment élevée ;
- Un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

1.5.3 Transistor MOS

Les transistors MOSFETs (**M**etal-**O**xide-**S**ilicon**F**ield-**E**ffect-**T**ransistor) sont devenus dominants dans les circuits intégrés numériques. Par contre, les transistors bipolaires fournissent toujours beaucoup d'avantages dans les circuits intégrés analogiques et sont souvent préférés des transistors MOS dans ce contexte. Néanmoins, les applications RF des technologies émergentes favorise l'utilisation des transistors MOS grâce à la forte densité d'intégration offerte et la faible consommation d'énergie présentée.

La figure 2.14, présente la physique d'un transistor à effet de champ (MOSFET). Il est doté de trois broches : Grille, Drain et Source. La grille G en poly-silicium qui est séparée du substrat en Silicium par une couche mince de diélectrique généralement le SiO_2 . La source S et le drain D sont des régions dopées du substrat.

Les dimensions caractéristiques d'un MOSFET sont

- L : length (Longueur du canal).
- W : width (Largeur du canal).
- T_{ox} : thickness (Epaisseur d'oxyde).

Suivant le type de porteurs, on parle de transistor MOSFET à canal :

- N (ou N-MOSFET) pour une conduction par électrons.
- P (ou P-MOSFET) en cas de conduction par trous.

La figure 1.15 donne la structure simplifiée ainsi que le symbole d'un transistor de type N-MOSFET. Les tensions mesurées sur les bornes du transistor MOS sont nommées,

VGS: tension entre la grille et la source du transistor,

VDS: tension entre le drain et la source du transistor,

VD: tension de drain du transistor,

VG: tension de la grille du transistor,

VS: tension de la source du transistor.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

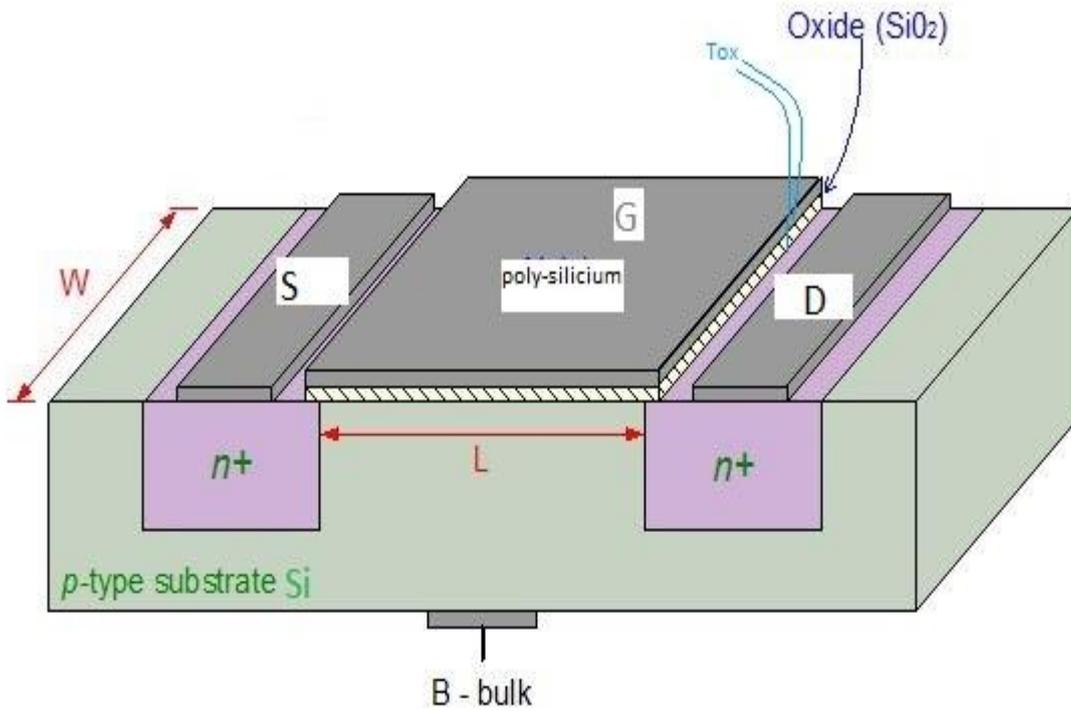


Figure 1.14. Structure du Transistor MOS

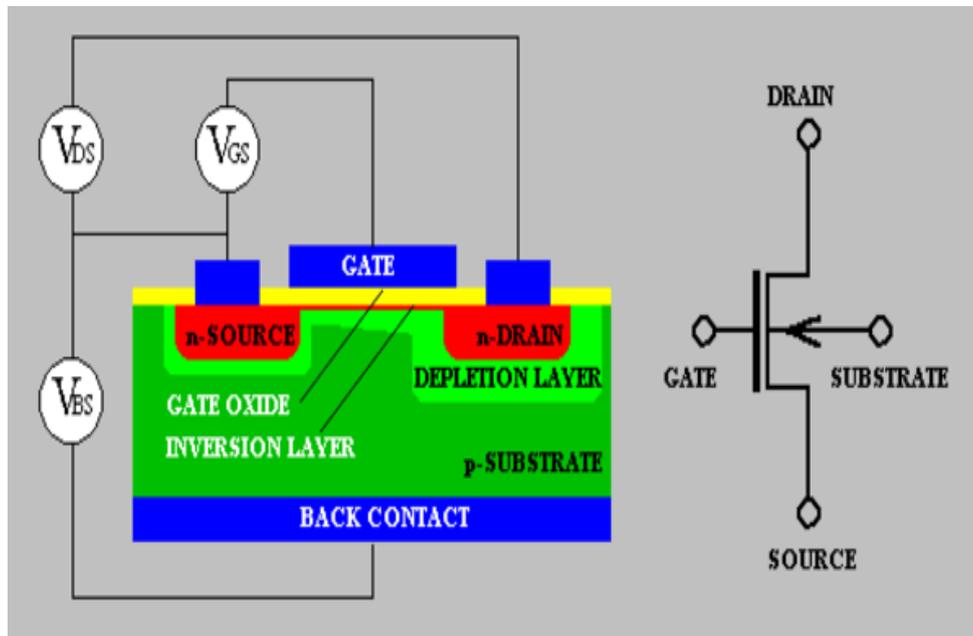


Figure 1.15 .Structure simplifiée et symbole d'un transistor N-MOSFET

1.5.4 Varactor en technologies CMOS

Le varactor est une capacité dont la valeur varie en fonction de la différence de potentiel à ses bornes appelée tension de contrôle (V_c). Un varactor C en parallèle à une

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

inductance L constitue un résonateur LC, accordable en fréquence. Comme nous allons le voir, les caractéristiques du varactors influent directement sur la qualité de ce résonateur.

Les caractéristiques principales d'un varactor sont [10]:

- le facteur de qualité Q,
- le rapport C_{max}/C_{min} qui indique la plage de capacité du varactor,
- la linéarité de la caractéristique $C=f(V_c)$.

Il existe deux types de varactors intégrables en technologie CMOS, à savoir, les varactors diode ou jonction P+/N polarisée en inverse et les varactors MOS.

a Les varactors diode

C'est de loin l'élément le plus utilisé dans les applications de systèmes de communications. Un varactor est simplement une jonction PN polarisée en inverse dont la largeur de la zone de déplétion forme une capacité variable en fonction de cette tension inverse. La capacité de jonction s'écrit [6] :

$$C(V) = \frac{C(0)}{\left(1 + \frac{V}{\phi}\right)^\beta} \quad (1.2)$$

Avec,

V : tension aux bornes du varactor

C(0) : capacité de jonction pour V = 0Volts

ϕ : potentiel de contact Schottky

β : constante reliée au profil de dopage

Les figures 1.16 et 1.17 donnent respectivement le modèle électrique ainsi que son layout en technologie CMOS. La variation de la capacité avec la tension de contrôle montre que celle-ci décroît de façon non linéaire. Il est à noter aussi que la résistance n'est pas constante sur toute la plage [11].

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

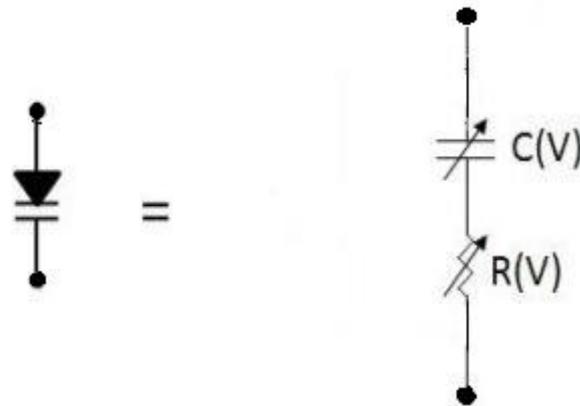


Figure 1.16. Modèle électrique de varactor

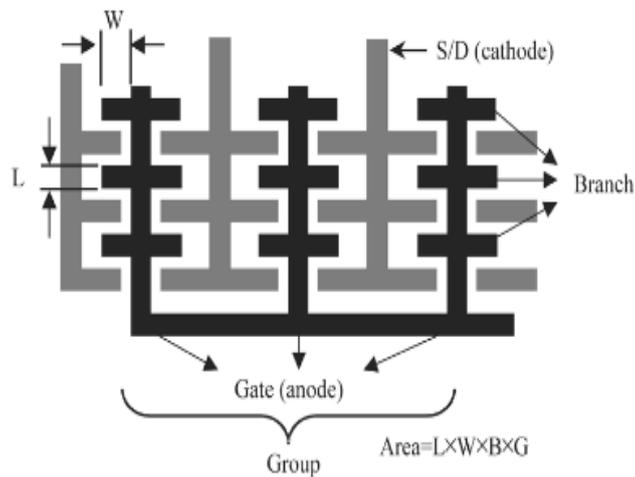


Figure 1.17. Layout de varacator diode RF en technologie CMOS 0.18 μm

b Les varactors MOS

Les varactors MOS sont des condensateurs variables, contrôlés en tension, basés sur une structure MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), la Figure 2.18 présente cette topologie. Leur rôle dans notre conception est le contrôle de fréquence des oscillateurs.

Chapitre 1 Généralités sur les Oscillateurs

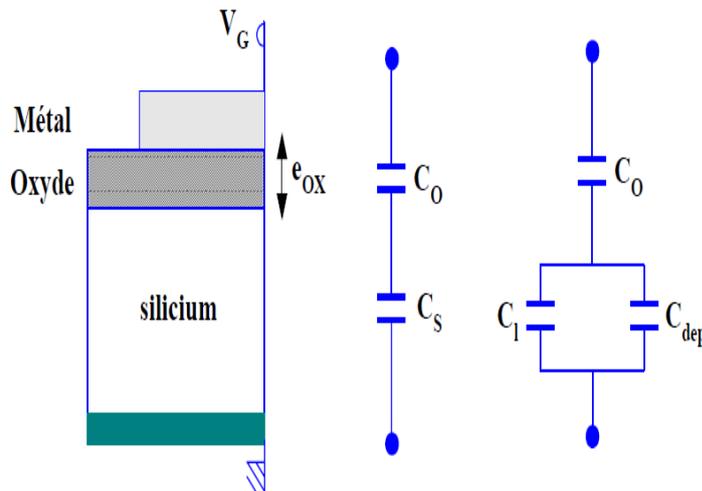


Figure 1.18. Circuits équivalents d'une capacité MOS

En se basant sur la figure 1.18 on peut noter le modèle de la capacité MOS. C_1 représente la capacité dynamique résultant de la variation de la charge Q_1 due aux porteurs libres, C_{dep} représente la capacité dynamique associée à la variation de la charge de déplétion. C_{dep} est analogue à la capacité de transition de la jonction pn. Ainsi, la capacité globale de la structure s'écrit [5],

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{(C_1 + C_{dep})} \quad (1.3)$$

Les capacités du MOS peuvent être dérivées de,

$$C = \frac{C_s C_0}{C_s + C_0} \quad (1.4)$$

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu quelques types et topologies de base d'oscillateurs répondus en radiofréquence et nous avons présenté la technologie sur laquelle notre VCO sera implémenté. Il s'agit de la technologie CMOS avec le nœud technologique de 0.18 μm . Les éléments de bases qui seront impliqués dans la conception du VCO-LC ont été aussi exposé en considérant la technologie d'implémentation.

2.1. Introduction

Dans ce chapitre nous rappelons quelques notions théoriques liées aux oscillateurs LC tels que les conditions nécessaires à l'existence d'oscillations, les éléments du VCO-LC, puis les caractéristiques électriques d'un VCO-LC et les sources de courant utilisées pour ce circuit.

2.2. Conditions d'oscillations

La fonction de la boucle de retour est de permettre au système du VCO d'osciller au travers de l'amplificateur de puissance. Pour aboutir à ces oscillations, certaines conditions sont à respecter. Ces conditions sont données par le critère d'oscillation de Barkhausen. Le gain de la boucle complète fermée doit être supérieur à 1 et la phase du système doit être de 0° modulo 360° [12]. Si nous reprenons la théorie de Barkhausen, l'oscillateur peut être considéré comme un amplificateur contre-réaction né dans des conditions instables. La figure 2.1 décrit le schéma synoptique du Power VCO en tant qu'oscillateur. $A(j\omega)$ représente la fonction transfert de l'amplificateur et $B(j\omega)$ celle de la boucle de retour [11].

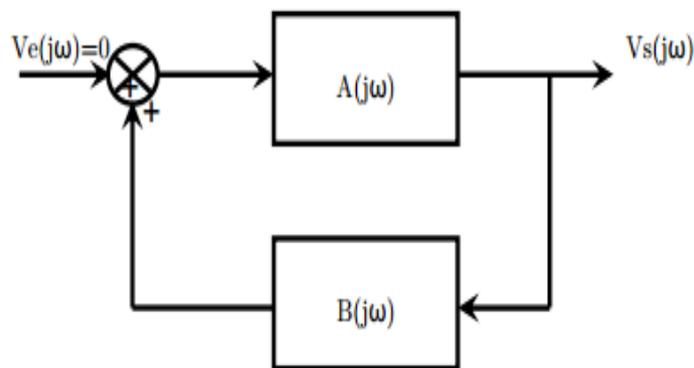


Figure 2.1. Synoptique du Power VCO en tant qu'oscillateur [11]

La fonction transfert de ce système peut s'écrire comme suit [11],

$$H(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (2.1)$$

Si $A(j\omega)B(j\omega) = 1$, le dénominateur s'annule et la fonction devient infinie, ce qui peut se traduire par une tension de sortie non nulle pour une entrée nulle.

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

A cet effet, le critère de Barkhausen s'écrit ainsi,

$$|A(j\omega)B(j\omega)| \geq 1 \quad (2.2)$$

$$\arg[A(j\omega)] + \arg[B(j\omega)] = 0[2k\pi] \quad (2.3)$$

Avec $A(j\omega)$ $B(j\omega)$ le gain en boucle ouverte.

Pour démarrer les oscillations, ce gain en boucle ouverte doit être supérieur à 1, et égal à 1 par la suite pour maintenir les oscillations [12].

2.3. Etude d'Oscillation Commandée en Tension (VCO – LC)

Le VCO utilisé est basé sur le principe de la variation de la capacité du circuit résonnant RLC. La difficulté essentielle de ce montage est de réaliser une capacité variable aussi parfaite que possible. C'est pour cette raison qu'un nouveau principe de compensation des déphasages parasites, déphasant le courant capacitif, a été conçu [10].

La topologie du VCO utilisé est présentée dans la figure 2.2, on peut le décomposer en trois parties distinctes :

- le circuit *RLC* définissant notamment la fréquence de résonance
- la paire différentielle en commutation permettant au système d'osciller
- la capacité variable permettant de contrôler la fréquence d'oscillation

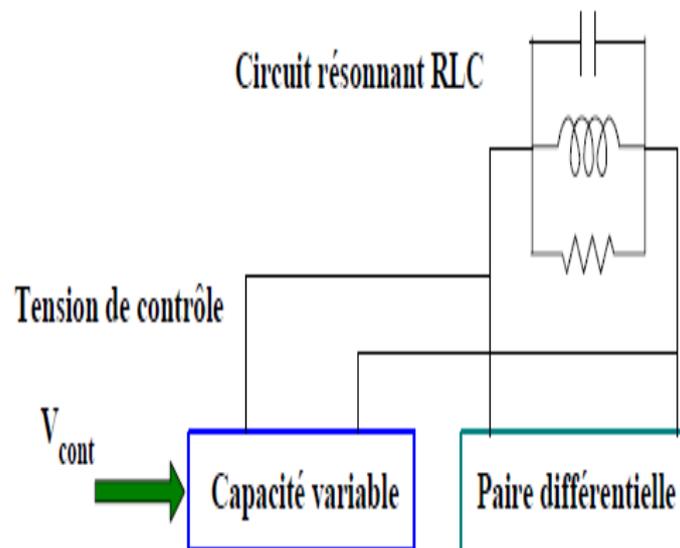


Figure 2.2. Structure du VCO_LC

2.3.1. Circuit résonnant RLC

Le circuit résonateur LC donne entre ses bornes un signal de sortie périodique et constant. Ce signal est obtenu par l'échange de l'énergie entre les inductances et les condensateurs. Mais dans n'importe quel circuit pratique, ces composants passifs sont liés avec des résistances parasites R_p (Figure 2.3). Par conséquent, le résonateur ne peut pas soutenir, tout par lui-même, l'amplitude du signal de sortie commence à s'amortir jusqu'à son atténuation totale (Figure 2.4).

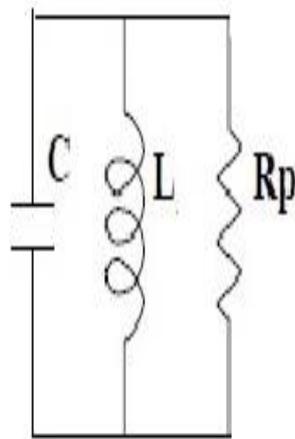


Figure 2.3. Le circuit LC

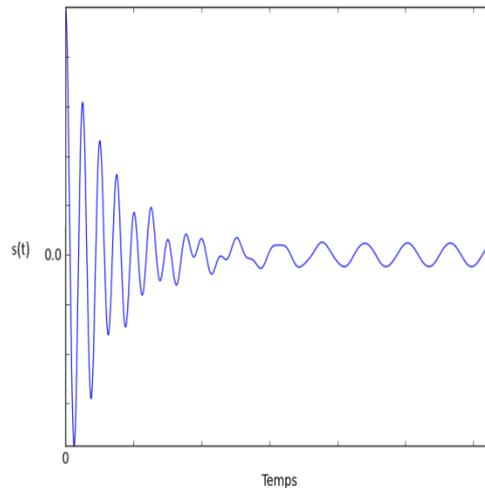


Figure 2.4. signal de sortie de circuit LC

2.3.2. Capacité variable

Les éléments du résonateur permettant la variation de la fréquence de résonance sont deux types, à savoir, la diode varactor ou bien la capacité MOS.

La méthode de conception des oscillateurs à fréquence variable est bien entendu la même que celle utilisée pour les oscillateurs à fréquence fixe puisque le varactor ou la capacité MOS pour une certaine tension affiche une certaine capacité, équivalente à une capacité fixe. Toutefois, le concepteur doit s'assurer que le circuit actif présente une résistance négative suffisamment élevée pour toute la plage d'accord.

2.3.3. La Paire Différentielle

Cette topologie doit fournir une résistance négative pour annuler les pertes du résonateur symbolisées par la résistance R_p . La grandeur de cette résistance négative doit

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

être inférieure ou égale à la résistance équivalente parallèle positive présentée par le résonateur. Ceci pourrait être embrouillant puisque, intuitivement, la grandeur du gain devrait être plus grande que la perte. Cependant, puisqu'une représentation parallèle est employée ici, des valeurs plus élevées de résistance indiquent que moins de perte et le gain devrait être ainsi moins que R_p . Cette condition aura comme conséquence l'oscillation dans la boucle de rétroaction à la fréquence de résonance du résonateur LC. Dans le meilleur des cas, la résistance de perte et le gain d'amplificateur décommanderaient exactement afin de produire l'oscillation avec un minimum de puissance consommée. En réalité, il doit y avoir un certain facteur de sûreté additionnel pour s'assurer que le gain ne chute pas au-dessous d'une certaine valeur critique pour que le circuit continue à osciller [13].

Si nous plaçons en parallèle avec un résonateur, un circuit d'un seul port, présentant une résistance négative, nous pouvons avoir un circuit oscillatoire de cette combinaison. La Figure 2.5 montre une topologie du modèle de résistance négative [1]

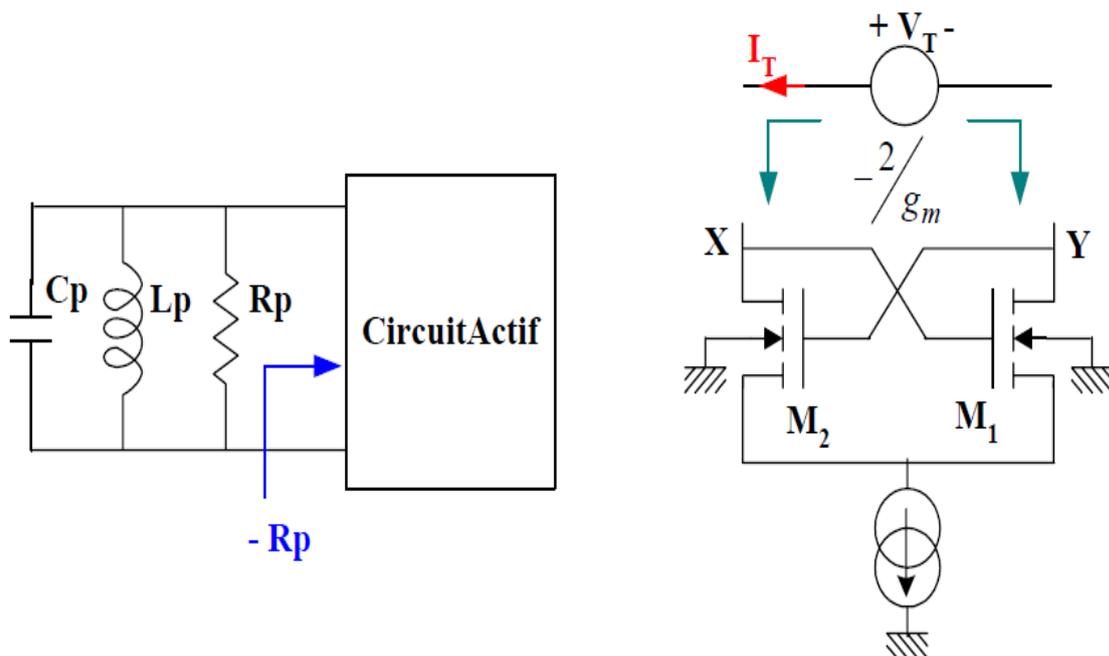


Figure 2.5. Modèle de résistance négative d'un oscillateur LC [1]

Le circuit actif peut fournir la résistance négative exigée dans le modèle de résistance négative. Dans l'oscillateur LC, les transistors interconnectés peuvent être modélés par le circuit équivalent de petit signal présenté dans la Figure 2.6.

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

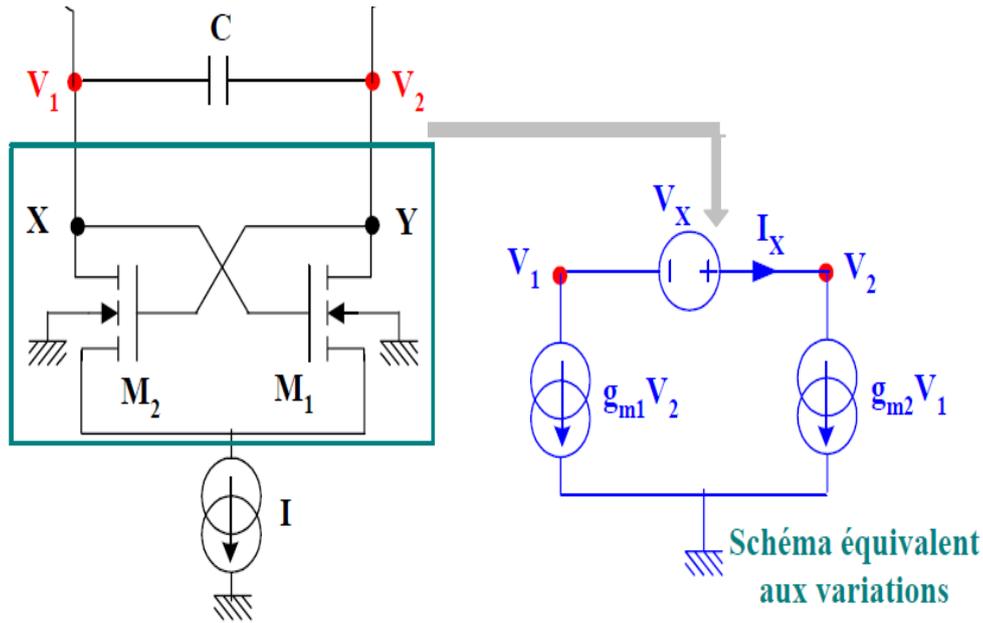


Figure 2.6. Résistance négative fournit par les transistors de l'oscillateur LC [1]

Si une source de tension est appliquée à l'entrée, l'expression de la résistance négative peut être dérivée des équations de tension et de courant suivantes :

$$I_x = g_{m2} \cdot V_1 = -g_{m1} \cdot V_2 \quad (2.4)$$

$$V_x = V_2 - V_1 = -I_x \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} \right) \quad (2.5)$$

Si la rétroaction est suffisamment positive (le gain de boucle est négatif) et une résistance négative est réalisée. En petit signal, si deux transistors sont identiques, la résistance équivalente entre les deux drains des transistors est donnée par l'équation suivante [1] :

$$R_{négative} = \frac{V_x}{I_x} = - \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} \right) = - \frac{2}{g_m} \quad (2.6)$$

Où g_m est la transconductance d'un transistor.

À la résonance, le résonateur de la Figure 2.3 est équivalent à une résistance $R_{résonateur}$. Celle-ci est en parallèle avec la résistance $R_{négative} = - \frac{2}{g_m}$.

Cette résistance négative compense la perte d'énergie et maintient les oscillations dans le résonateur si $R_{résonateur} \leq \frac{2}{g_m}$.

2.4. Caractéristiques du VCO-LC

Comme tous les circuits destinés aux applications radiofréquences, le VCO est doté par des caractéristiques électriques qui peuvent se résumer dans les points suivants [13]:

- La fréquence centrale d'oscillation, f_0 , en [Hz],
- La plage de variation de fréquence, Δf , en [Hz],
- Le facteur de qualité Q
- La variation du gain K_{VCO} sur la plage de fréquence Δf ,
- La consommation P_{mW} en [mW],
- La puissance du signal oscillant P_{dB} en [dB],
- Le bruit de phase du VCO, $L(f_m)$, en [dBc/Hz].

Rappelons que parmi ces caractéristiques, la fréquence centrale d'oscillation, la plage de variation de fréquence et le bruit de phase du VCO sont critiques pour satisfaire un standard donné.

2.4.1. Le facteur de qualité

Le facteur de qualité Q du circuit résonateur est un paramètre de conception important pour déterminer la performance d'un oscillateur. Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, le réseau de rétroaction peut être remplacé par un simple circuit résonateur RLC parallèle. La résistance parallèle R_{eq} représente les pertes totales dans le circuit résonateur. Dans ce modèle, l'inductance et le condensateur sont idéaux et ne présentent aucune perte. La Figure 2.7 montre un modèle simplifié du résonateur RLC [6].

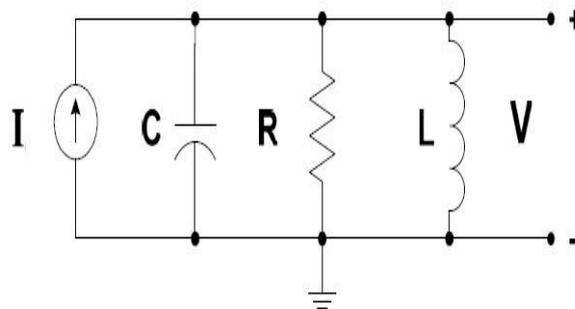


Figure 2.7. Circuit d'un résonateur RLC.

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

La réponse de ce circuit peut être écrite à l'aide des composantes du réseau RLC [6],

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R}\right) + sC + \left(\frac{1}{sL}\right)} = \frac{s\frac{1}{C}}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (2.7)$$

La résonance et le facteur de qualité sont calculés par la détermination des pôles de l'expression (2.7) et on trouve,

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC} \quad (2.8)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (2.10)$$

Où ω_0 est la fréquence de résonance et Q est le facteur de qualité du résonateur. Par conséquent, par simplification, l'équation (2.7) peut être écrite en fonction du facteur de qualité Q comme indiqué ci-dessous [6],

$$\frac{V}{IR} = \frac{s\frac{1}{C}}{s^2 + s\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (2.11)$$

En définitive, le facteur de qualité peut être considéré comme une mesure de l'efficacité de stockage l'énergie du circuit LC. La puissance dissipée dans le circuit est le résultat des pertes dans le résonateur. Les pertes réelles peuvent inclure celles liés à la résistance parasite série de l'inductance, la perte occasionné par un courant de substrat et le couplage RF à travers la capacité du substrat. Pour surmonter les pertes qui se produisent dans la boucle de rétroaction, une énergie appliquée (une résistance négative) doit être introduite.

2.4.2. Plage d'accord

La bande de fréquence accordable dépendra donc du rapport C_{\max}/C_{\min} qui indique la plage de capacité du varactor, mais aussi des éléments parasites (par exemple les capacités de couplage, les capacités du transistor, ...)

2.4.3. Le bruit de phase

Le bruit de phase est un phénomène inévitable dans les oscillateurs. Dans cette section, nous allons rappeler quelques définitions et montrer différents travaux effectués pour tenter de l'estimer.

Soit le signal de l'oscillateur suivant [6],

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi(t) + \varphi_0) \quad (2.12)$$

$\Delta\varphi(t)$ Est une quantité aléatoire représentant la variation de la phase $\omega_0 t$ de l'oscillateur qui est due au bruit. Cette variation de phase, de faible amplitude, présente des fréquences (Ω) devant la fréquence d'oscillation (f_0), qui sont créées par mélange des fréquences de battement $f_0 \pm \Omega$ situées de chaque côté de la porteuse (Figure 2.8). Ces signaux de battement sont nommés V_Δ et V_Σ [6,10].

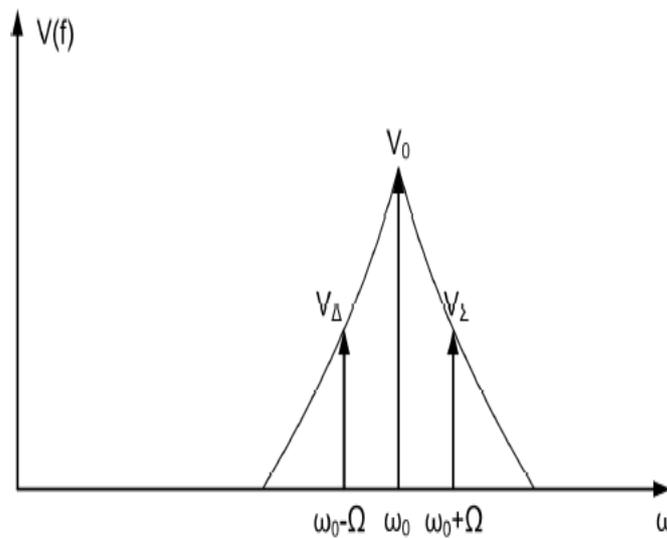


Figure 2.8. Spectre de l'oscillateur bruité

Le bruit de phase est défini par sa densité spectrale $S_{\Delta\varphi}$ que l'on exprime comme suit,

$$S_{\Delta\varphi}(\Omega) = \frac{|\overline{V_\Delta}|^2 + |\overline{V_\Sigma}|^2 - 2\Re(\overline{V_\Delta V_\Sigma} e^{-2j\varphi_0})}{V_0^2} \quad (2.13)$$

L'unité du bruit de phase est le dBc/Hz à Ω Hz de la porteuse. Cette unité est donc relative à la puissance du signal utile. Il est défini de la façon suivante :

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

$$n(f)_{(dBc/Hz)} = S_{\Delta\varphi}(f)_{(dB\text{rad}^2/Hz)} - 3dB \quad (2.14)$$

La caractérisation en bruit d'un oscillateur passe par la connaissance du spectre de bruit d'amplitude et du spectre de bruit de phase. Pour les fréquences proches de la porteuse ($f < 10\text{MHz}$). Le spectre de bruit de phase d'un oscillateur peut être décomposé en plusieurs parties comme illustré dans la Figure 2.9.

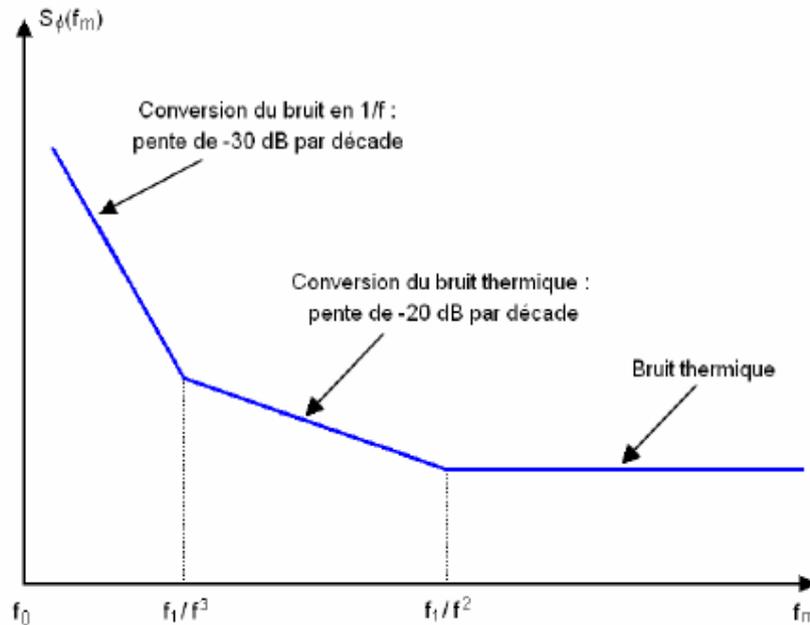


Figure 2.9. Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur

De façon générale, dans les oscillateurs usuels, le bruit d'amplitude est inférieur de plusieurs ordres de grandeurs par rapport au bruit de phase. Dans ce cas, on peut faire l'approximation que la densité spectrale de bruit de phase qui est égale à la puissance de bruit mesurée dans une bande de 1 Hz à ΩHz de la porteuse. C'est ce qui nous permet d'obtenir une mesure relativement fiable du bruit de phase avec un analyseur de spectre. Toutefois, ce type de mesure requiert un oscillateur stable en fréquence, d'autant plus que l'on mesure près de la porteuse. Une mesure précise du bruit de phase, permettant de le discriminer du bruit d'amplitude nécessite un appareillage plus complexe.

Diverses origines des signaux de bruit contribuent au bruit de phase. La première est le bruit de diffusion qui existe à toutes les fréquences. La seconde est le bruit basse fréquence. Il se produit une conversion du bruit présent aux basses fréquences et autour des

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

fréquences harmoniques vers la fréquence fondamentale (Figure 2.10). En général, la conversion du bruit basse fréquence est à l'origine de la majorité du bruit de phase près de la porteuse. En effet ce bruit augmente inversement proportionnellement à la fréquence. Plus on se rapproche de la porteuse, plus importante est sa contribution [10].

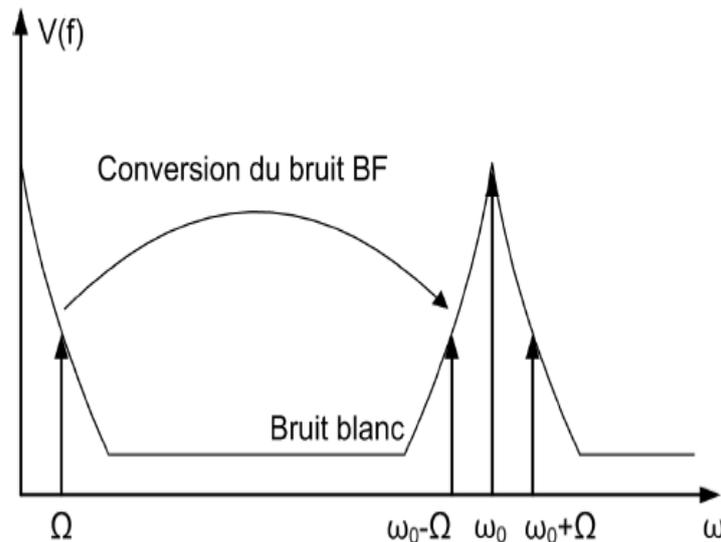


Figure 2.10. Contributions au bruit de phase [10]

2.5. Miroir de courant

Un miroir de courant est un circuit électronique conçu pour copier un courant traversant un dispositif actif, par le contrôle du courant dans un autre dispositif actif, de façon à maintenir le courant de sortie constant, quelle que soit la charge (Figure 2.11). Le courant « copié » peut-être un courant variable dans le temps. Conceptuellement, un miroir de courant idéal est simplement un amplificateur inverseur de courant ou une source de courant contrôlée. L'idée du miroir de courant est de dupliquer un courant de référence (golden curent) à d'autres endroits du circuit [5].

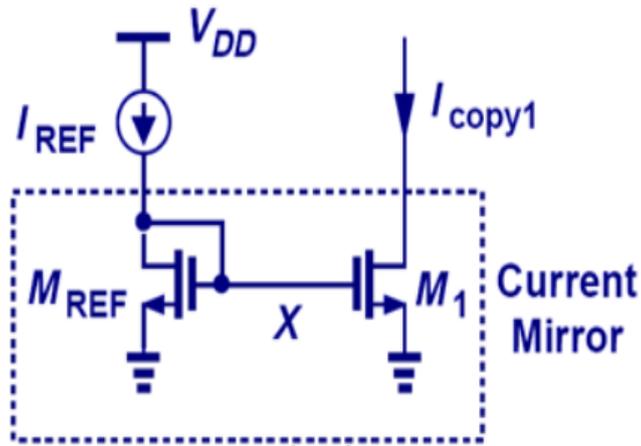


Figure 2.11. Circuit à base de miroir de courant [5]

Pour le dimensionnement des transistors du miroir de courant on peut suivre le raisonnement suivant [5],

$$I_{copy1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_X - V_{TH})^2 \quad (2.16)$$

Et

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{REF} (V_X - V_{TH})^2 \quad (2.17)$$

Donc

$$I_{copy1} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_{REF}} I_{REF} \quad (2.18)$$

En connaissant I_{copy1} , qui est généralement fixé par le concepteur, on peut trouver le rapport des dimensions des transistors afin d'amplifier ou de diminuer le courant I_{REF} .

2.6. Conclusion

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 (VCO). 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 Paire Différentielle. L'avantage des oscillateurs LC est leur faible bruit de phase et leur faible gigue à haute fréquence. En revanche, leur surface est très grande du fait qu'ils

Chapitre 2 l'étude du VCO-LC

contiennent une inductance. De plus, ces oscillateurs consomment beaucoup d'énergie et ont une plage d'utilisation relativement petite. Malgré ces inconvénients, les oscillateurs LC demeurent les oscillateurs les plus utilisés dans les applications de radiocommunication du fait de leur faible bruit de phase.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter le vif du sujet, à savoir, la conception du VCO-LC en technologie CMOS 0.18- μm . La fréquence de travail ciblée est 2.4 GHz. Cette fréquence est largement utilisée dans les réseaux de communication sans-fil locaux. La conception de notre VCO-LC se base sur deux aspects, un aspect théorique et un aspect de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Il est importé de noter que le deuxième aspect, en l'occurrence, la CAO, constitue un outil très puissant pour le dimensionnement et la caractérisation des circuits RF. A l'heure actuelle, de grandes boîtes de développement et d'ingénierie ont adopté ce concept vu qu'il permet d'atteindre les spécifications désirés dans un temps record. Néanmoins, pour une exploitation optimale de ces ressources, l'ingénieur doit disposer d'un background théorique. Dans cette partie, nous allons essayer de faire sortir ces deux aspects

3.2 Conception du résonateur LC à fréquence fixe

Le résonateur utilisé dans notre cas est présenté dans la figure 3.1, il s'agit d'une capacité en parallèle avec une inductance. La fréquence de résonance est donnée par (3.1). Donc, il suffit de supposer une valeur de C ou de L et d'en déduire l'autre. Seulement, il faut juste respecter les limites imposées par la technologie CMOS 0.18- μm sur laquelle le circuit sera intégré. La figure 3.2 illustre la réponse du circuit résonnant.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}} \quad (3.1)$$

Une fois le circuit idéal déterminé, il faut le transposer sur la technologie CMOS 0.18- μm . Cela revient à dimensionner l'inductance sur la dite technologie. Cette inductance est illustrée à la figure 3.3, elle présente un facteur de qualité de l'ordre de 10.8 à la fréquence 2.4 GHz. L'inductance en question peut être dimensionnée à travers ses paramètres qui sont : le rayon interne, le nombre de tour et le largeur du ruban formant l'inductance.

Le circuit final du résonateur en technologie CMOS ainsi que sa réponse sont illustrés dans la figure 3.5.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

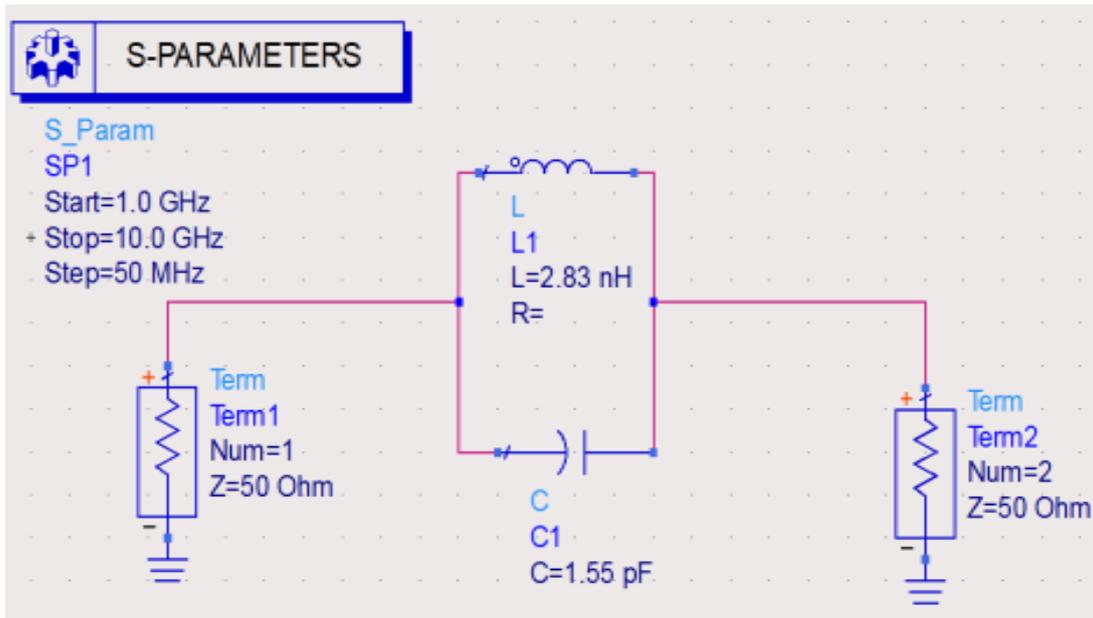


Figure 3.1. Circuit résonnant LC idéale

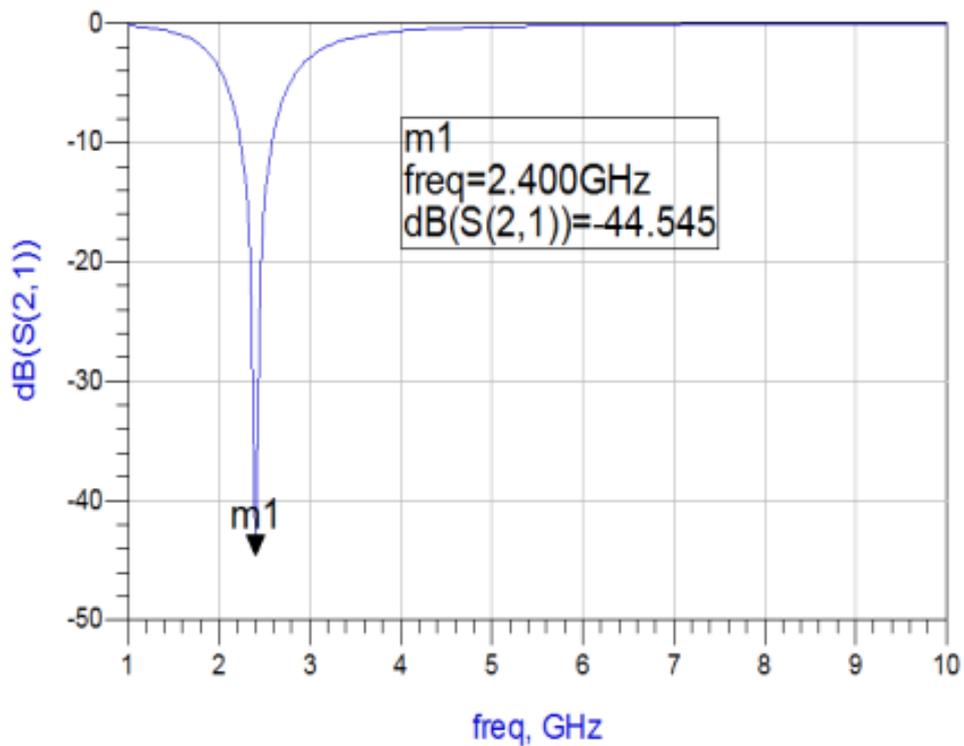


Figure 3.2. Réponse de Circuit résonnant LC idéale

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

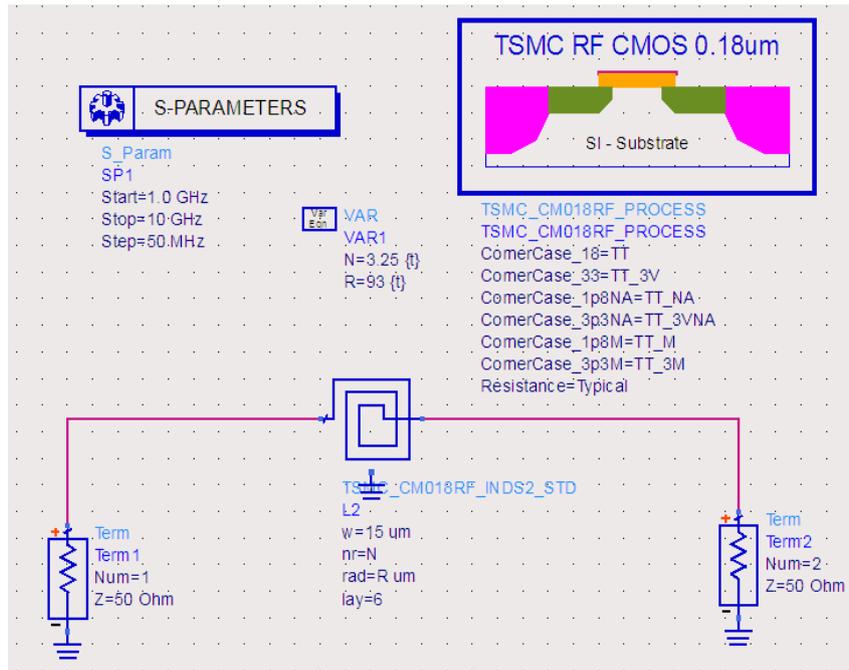


Figure 3.3. L'inductance en technologie CMOS 0.18-µm

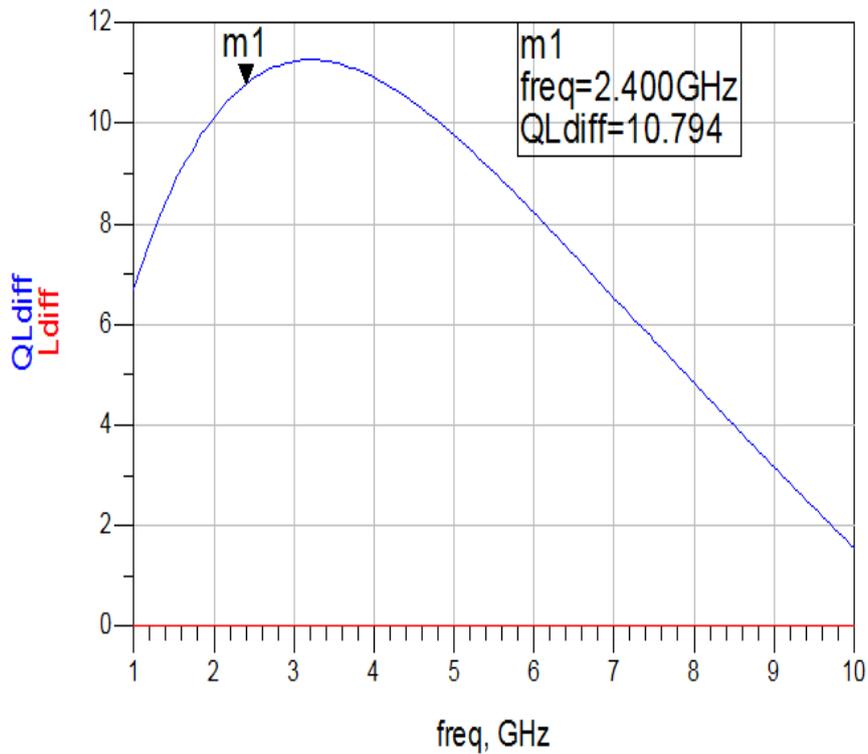
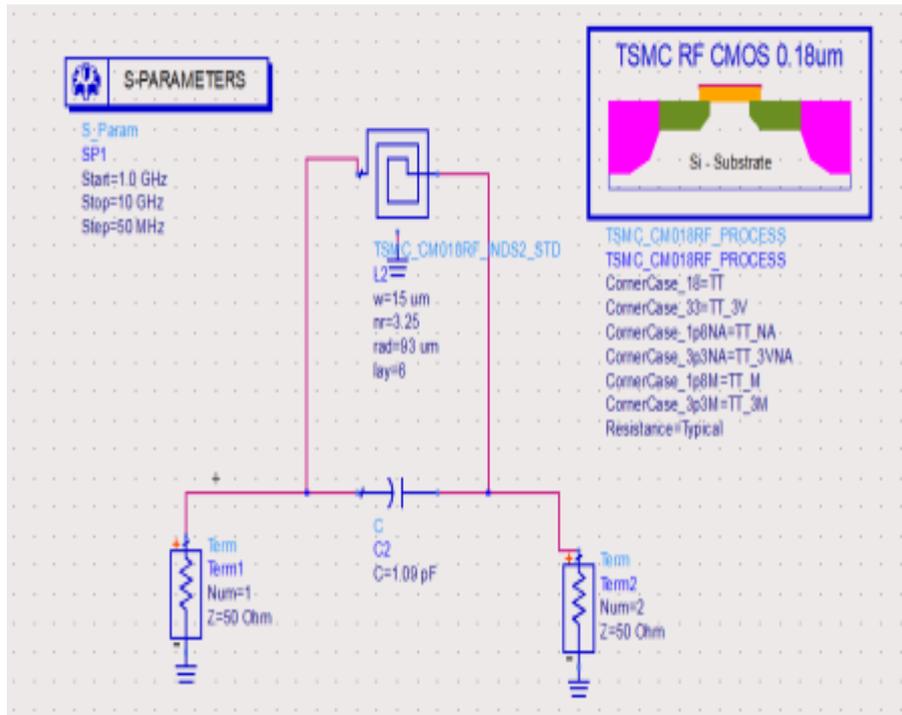
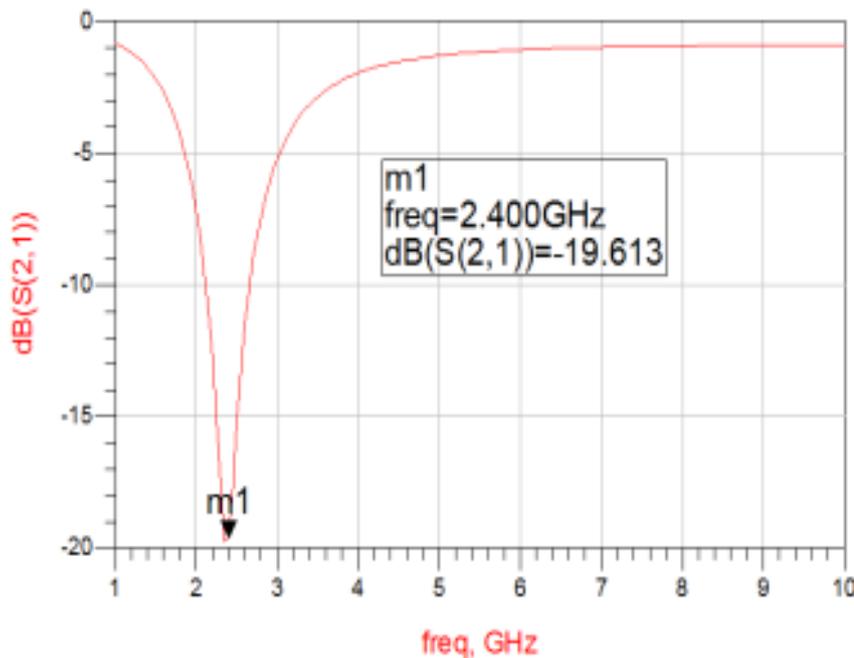


Figure 3.4. Valeur du Facteur de qualité de l'inductance CMOS

Chapitre 3 Conception du VCO-LC



(a)



(b)

Figure 3.5. Le circuit résonateur en technologie CMOS 0.18-µm

3.3 Résonateur LC accordé en fréquence

Afin de doter le résonateur avec la fonction de variation en fréquence, nous avons ajouté en parallèle une capacité variable en tension. Il y a plusieurs manières pour réaliser cette dernière. Dans notre cas nous avons utilisé deux manières

- Varactor MOS basée sur des transistors NMOS.
- Varactor diode ou jonction P/N polarisée en inverse.

3.3.1 VaractorMOS

La figure 3.6, illustre le circuit du résonateur accordé en fréquence avec des varactors MOS. La réponse de ce résonateur pour différentes valeurs de la tension de contrôle est présentée dans la figure 3.6(b). D'après cette figure on peut déduire voir que la plage d'accorde est égal 300 MHz.

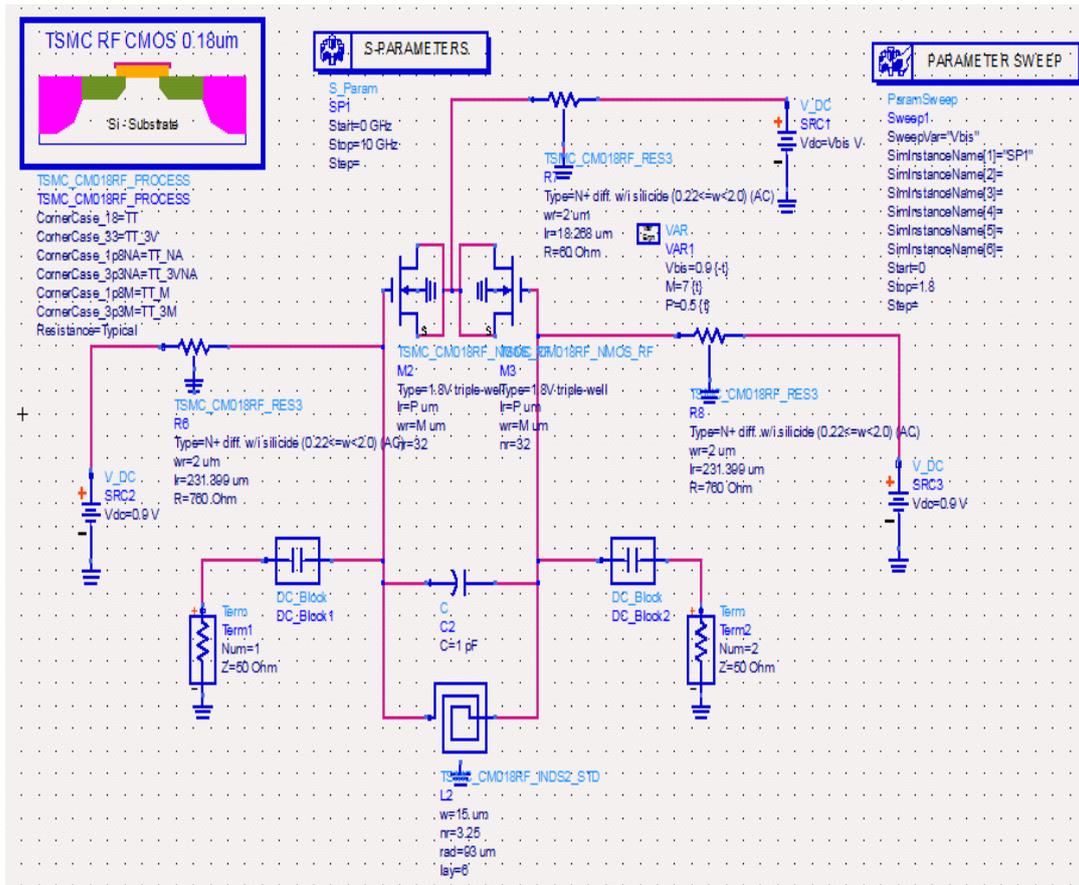
3.3.2 Varactor diode

La figure 3.7 illustre le circuit final du résonateur accordé en fréquence avec varactor diode ainsi que sa réponse variable.

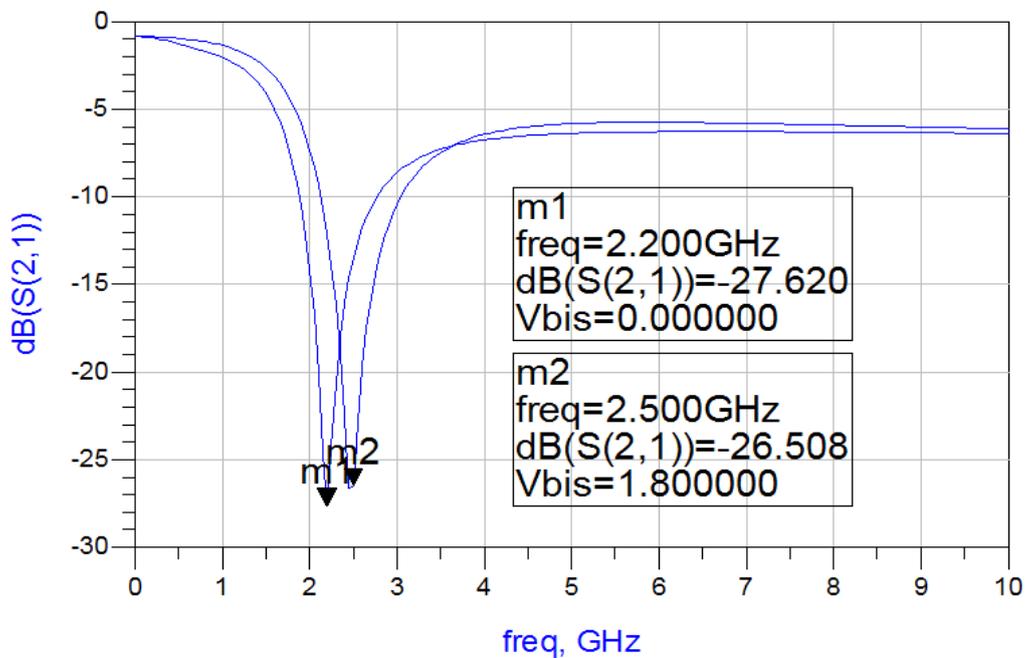
D'après la figure on peut déduire la plage d'accorde est égal 910 MHz. Nous avons constaté que la plage d'accord du résonateur à base de varactor diode est plus grande que la celle du résonateur à base des capacités MOS.

Ainsi, donc nous allons opter pour notre travaille l'utilisation de la méthode des varactors diode.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC



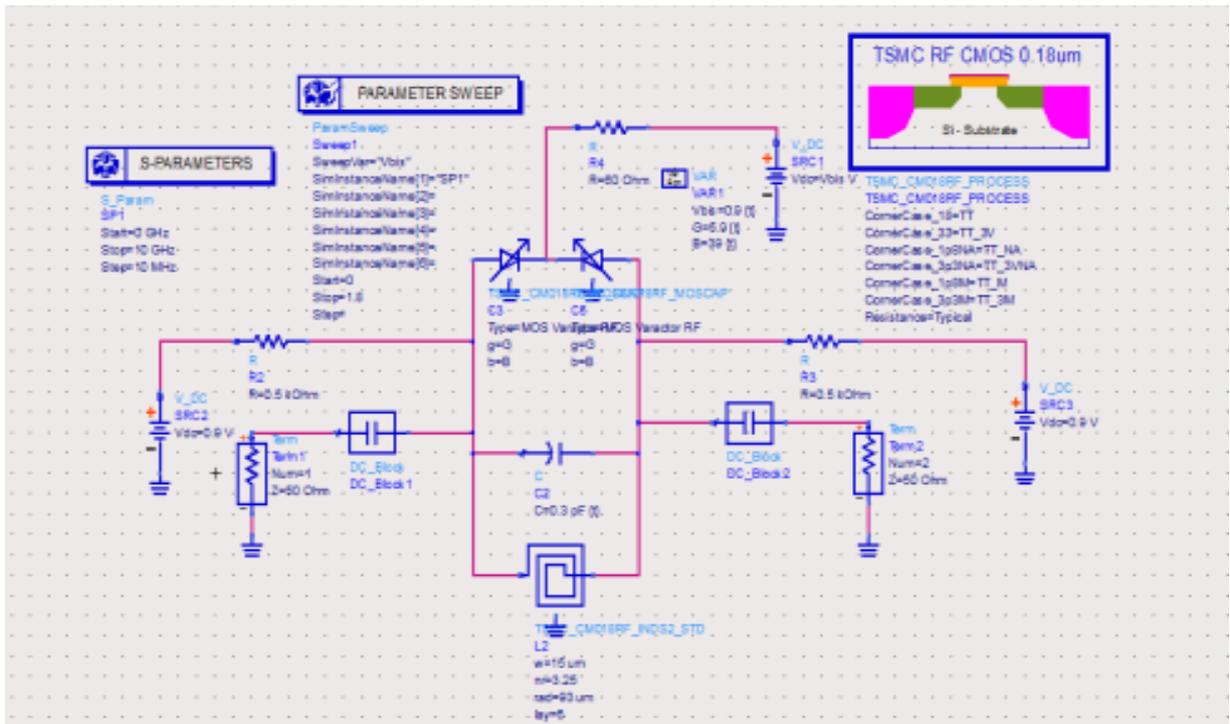
(a)



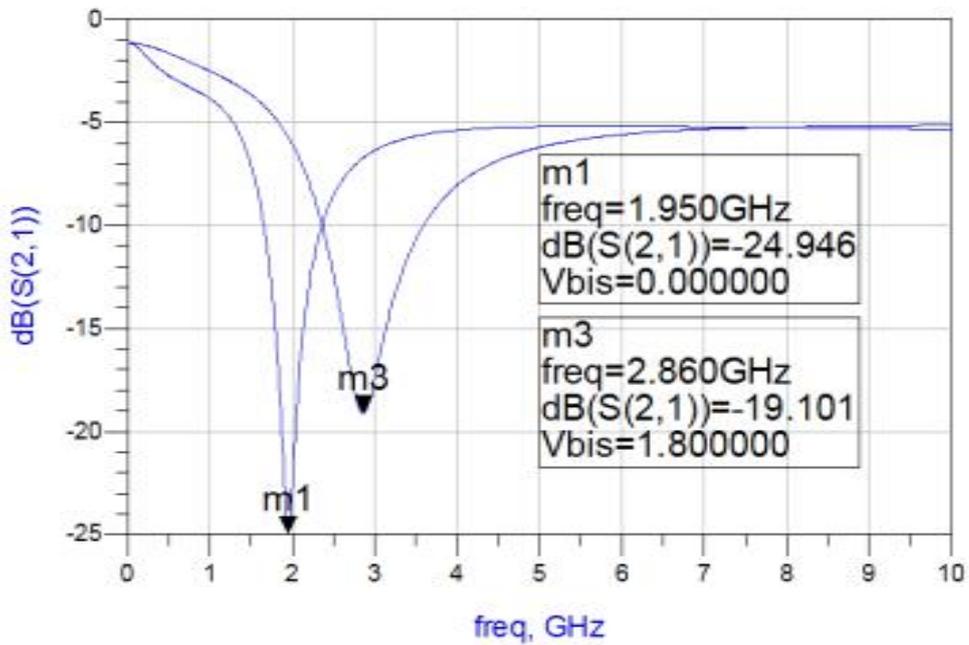
(b)

Figure 3.6. Circuit du résonateur LC accordé en fréquence avec varactor MOS

Chapitre 3 Conception du VCO-LC



(a)



(b)

Figure 3.7. Circuit du résonateur LC accordé en fréquence avec varactor diode

3.4 La paire différentielle

Le rôle de la structure active est de compenser les pertes résistives liées au résonateur en présentant, en parallèle à ce dernier, une résistance négative. Ceci permet de maintenir une oscillation en régime permanent.

L'impédance d'entrée de la paire différentielle est définie comme suit :

$$Z_{in} = \frac{-2}{g_m} \quad (3.2)$$

Nous avons utilisé deux types de paire différentielle :

- paire différentielle fournie par les transistors NMOS
- paire différentielle fournie par les transistors PMOS

3.4.1 Paire différentielle fournie par les transistors NMOS

La condition d'oscillation stipule que l'impédance d'entrée de la paire soit égale à la résistance équivalente du résonateur,

$$\frac{2}{g_m} = R_p \quad (3.3)$$

Pour calculer la valeur de la résistance équivalente, R_p , du résonateur nous allons utiliser le montage de figure 3.8, où le port de caractérisation a été placé à l'entrée du circuit du résonateur. Cette configuration permet de tracer le S11 (qui représente le coefficient de réflexion à l'entrée du résonateur) sur l'abaque de Smith et d'en déduire l'impédance d'entrée du circuit.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

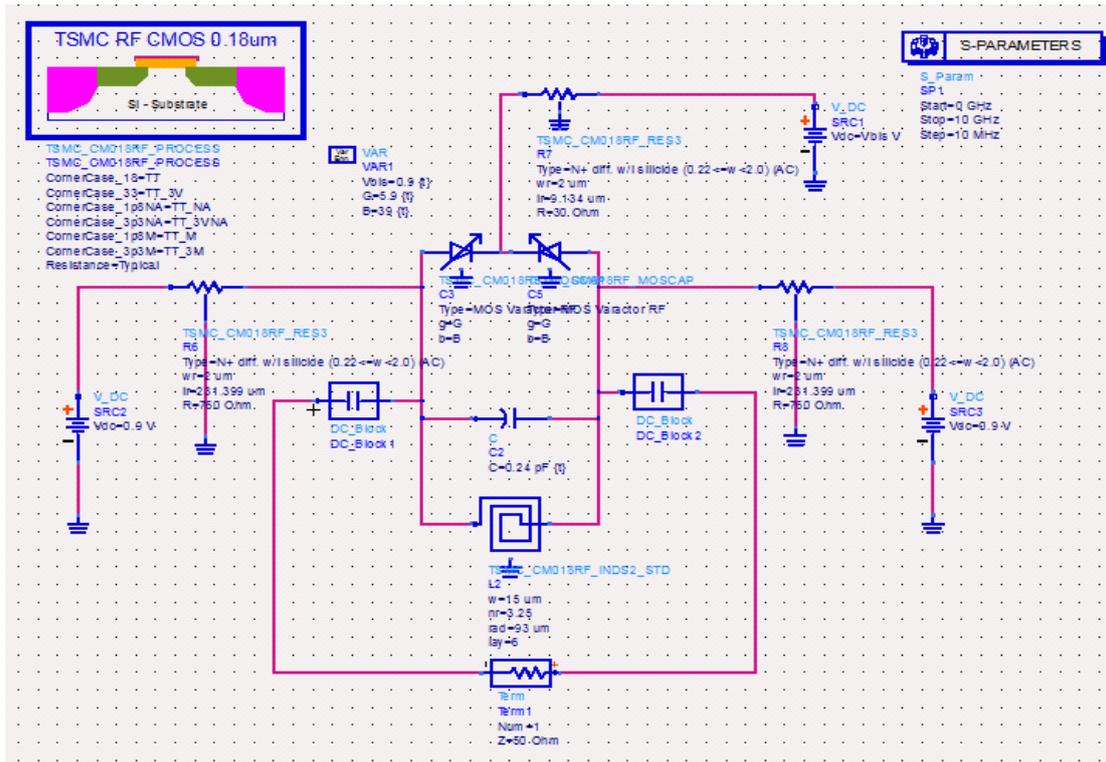


Figure 3.8. Montage pour déterminer l'impédance d'entrée du résonateur

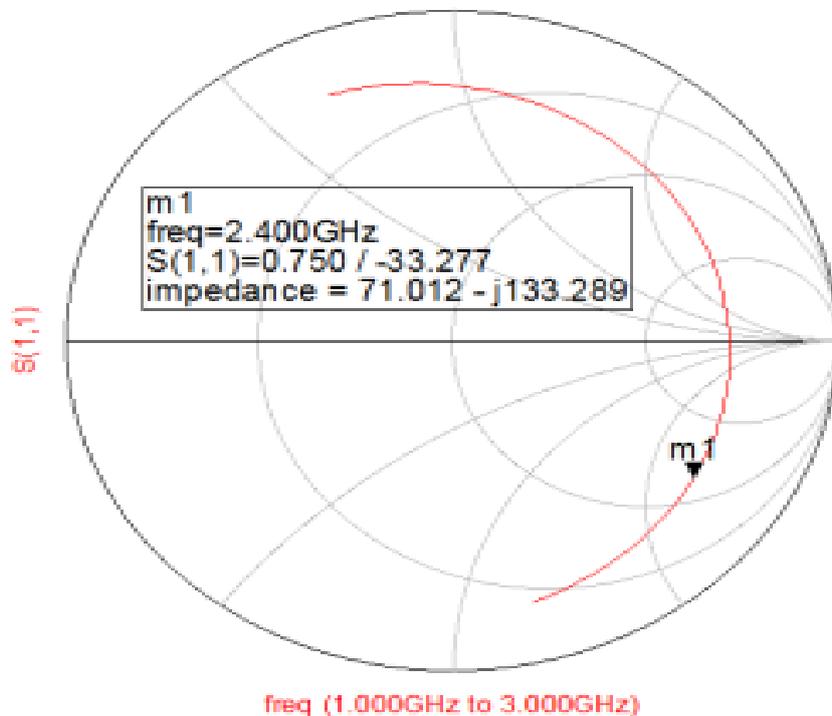


Figure 3.9. Calcul de l'impédance d'entrée du résonateur

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

A partir de la figure 3.9 on peut déduire la valeur de R_p qui n'est rien d'autre que la partie réel de l'impédance d'entrée $Z = 71.012 - j133.289 \Omega$ du résonateur. Donc $R_p = 71.012 \Omega$.

D'où $g_m = 0.082$

Les transistors NMOS M_1 et M_2 sont supposés être en régime de saturation, dans ce cas, pour déduire le rapport W/L des deux transistors NMOS on peut utiliser la formule (3.4) qui exprime la transconductance g_m en fonction des paramètres du transistor en technologie CMOS.

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_d} \quad (3.4)$$

Avec μ_n , C_{ox} et V_{th} sont données dans les documents de la technologie.

Et Le courant de drain des deux transistors a été choisi égal à $I_d = 486 \mu A$ pour minimiser la consommation et c'est en fait deux fois le courant du tail de la consommation totale.

On déduit donc que la rapport $W/L = 1528.89$

Étant donné que $L = 0.18 \mu m$ qui correspond au nœud technologique (longueur du canal de la technologie CMOS $0.18\text{-}\mu m$),

D'où $W = 275.2 \mu m$ (largeur du canal de transistor NMOS)

Lors de l'implémentation du transistor, la largeur W du canal est divisée sur le nombre des doigts (fingers) du transistor. Pour un nombre de doigts égale à 64 la largeur d'un doigt est égale à :

$$W_f = 275.2 / 64 = 4.3 \mu m.$$

Afin de valider l'exactitude des calculs élaborés ci-dessus, nous avons monté la simulation de la figure 3.10. Nous allons déduire la valeur de la résistance négative de la paire différentielle dimensionnée.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

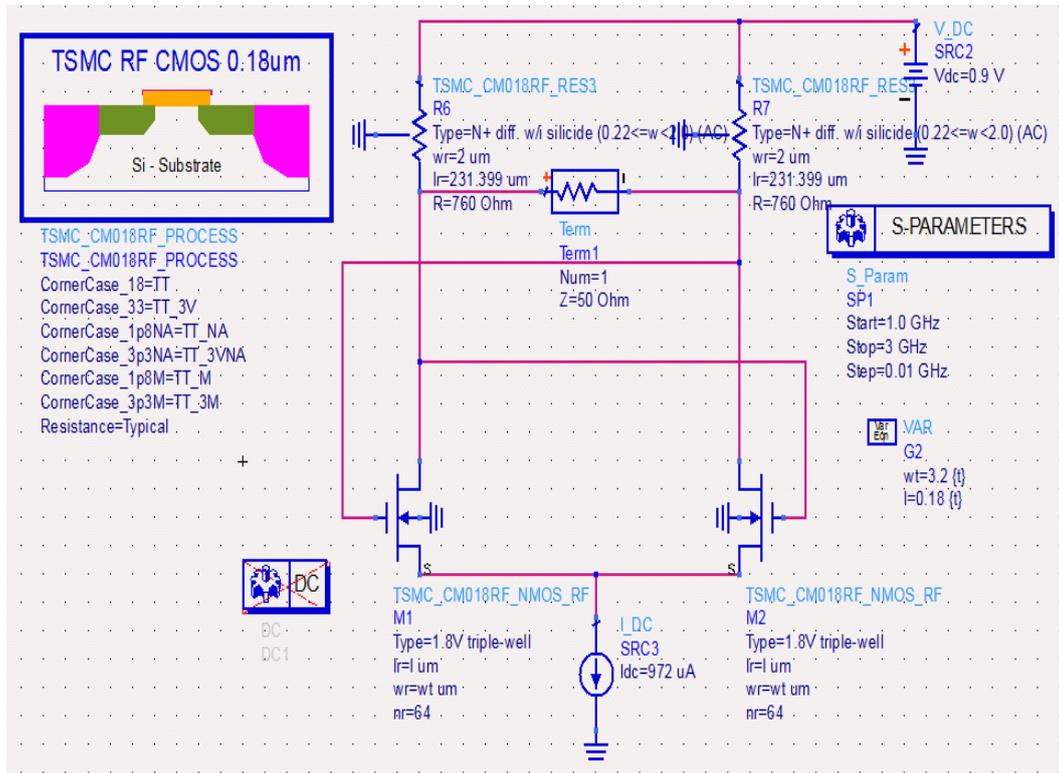


Figure 3.10. Montage pour déterminer l'impédance d'entrée du paire différentielle fournie par les transistors NMOS

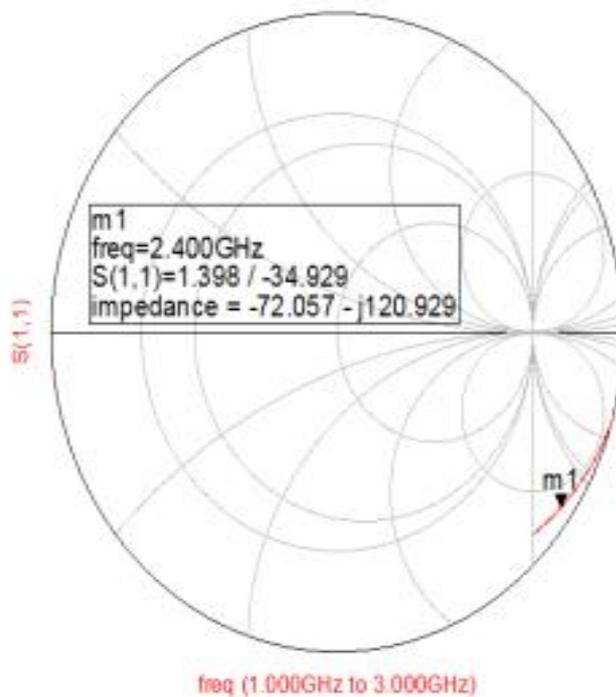


Figure 3.11 l'impédance d'entrée de la paire différentielle fournie par les transistors NMOS

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

A partir de la figure 3.11 on peut déduire la valeur de $R_{\text{négative}}$ qui n'est rien d'autre que la partie réel de l'impédance d'entrée $Z = 71.012 - j133.289 \Omega$. Donc $R_{\text{négative}} = -72.057 \Omega$.

Donc la condition d'oscillation est vérifiée $R_{\text{résonateur}} < R_{\text{négative}}$ confirmé

3.4.2 Paire différentielle fournie par les transistors PMOS

Pour le dimensionnement des transistors PMOS il faut inverser le sens du courant car dans ce cas le courant transite de la source vers le drain. Ainsi, le résonateur accordé en tension doit subir une polarisation négative comme le montre la figure 3.12.

En se basant sur cette dernière et en suivant les étapes exposées lors du dimensionnement de la paire NMOS on aboutit à la figure 3.13 où la valeur de la résistance équivalente est égale dans ce cas à $R_p = 54.84 \text{ Ohms}$.

La transconductance est déduite, donc $gm = 0.036$.

En connaissant la valeur de la transconductance et du courant de drain, nous pouvons déduire les dimensions des transistors.

Donc $W/l = 782.22$

Pour un nombre de doigts égale à 64 la largeur d'un doigt est égale à,

$W_f = 140.8 / 64 = 2.2 \mu\text{m}$.

Afin de vérifier la condition d'oscillation en utilisant les dimensions obtenues, nous utilisons le montage de figure 2.14, où nous pouvons noter que le sens du courant a été bien inversé.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

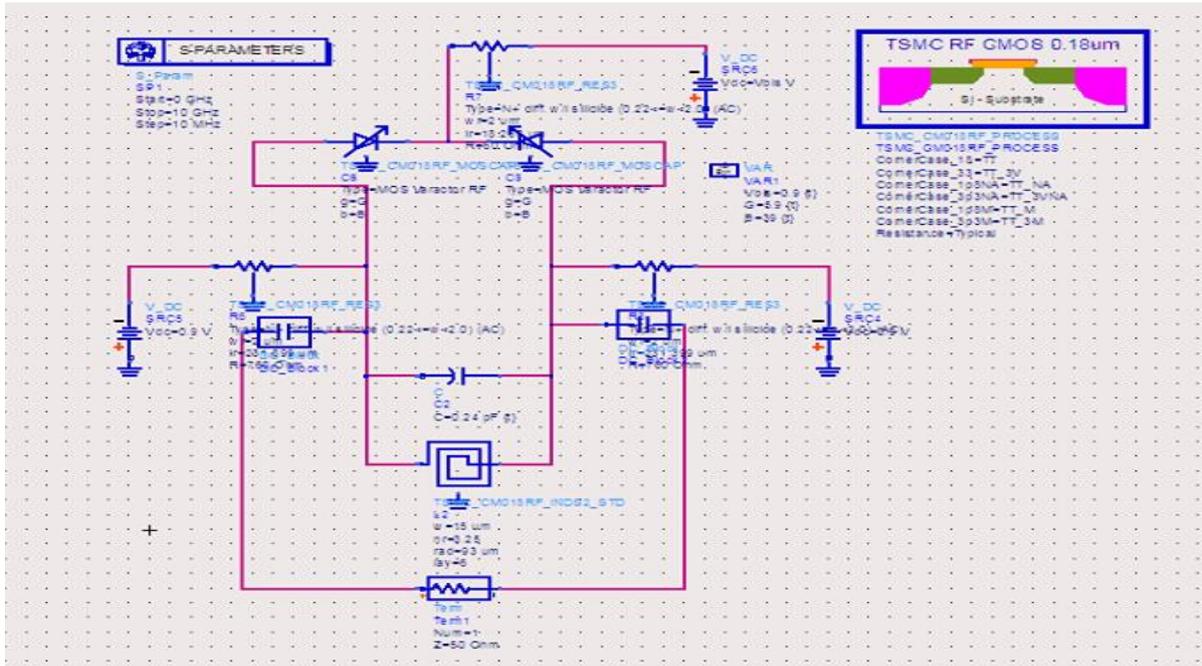


Figure 3.12. Montage pour déterminer l'impédance d'entrée du résonateur

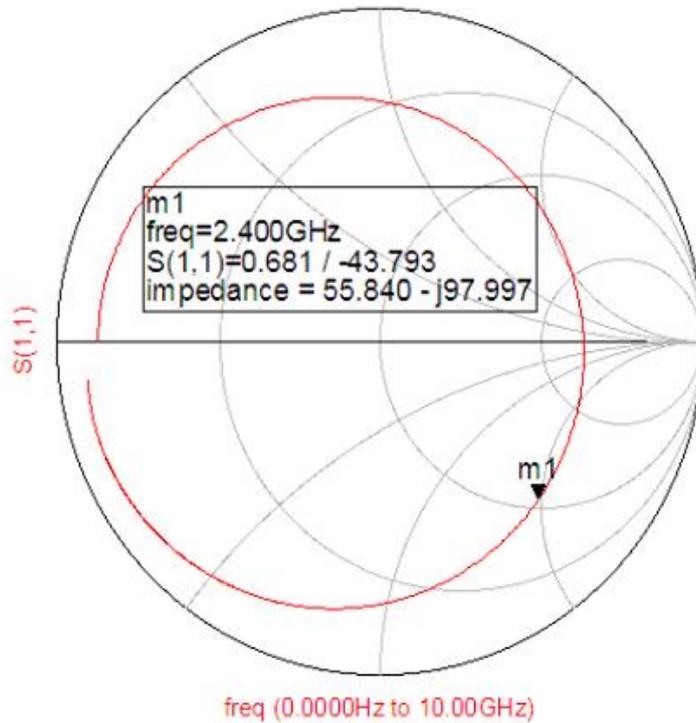


Figure 3.13. Calcul de l'impédance d'entrée du résonateur

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

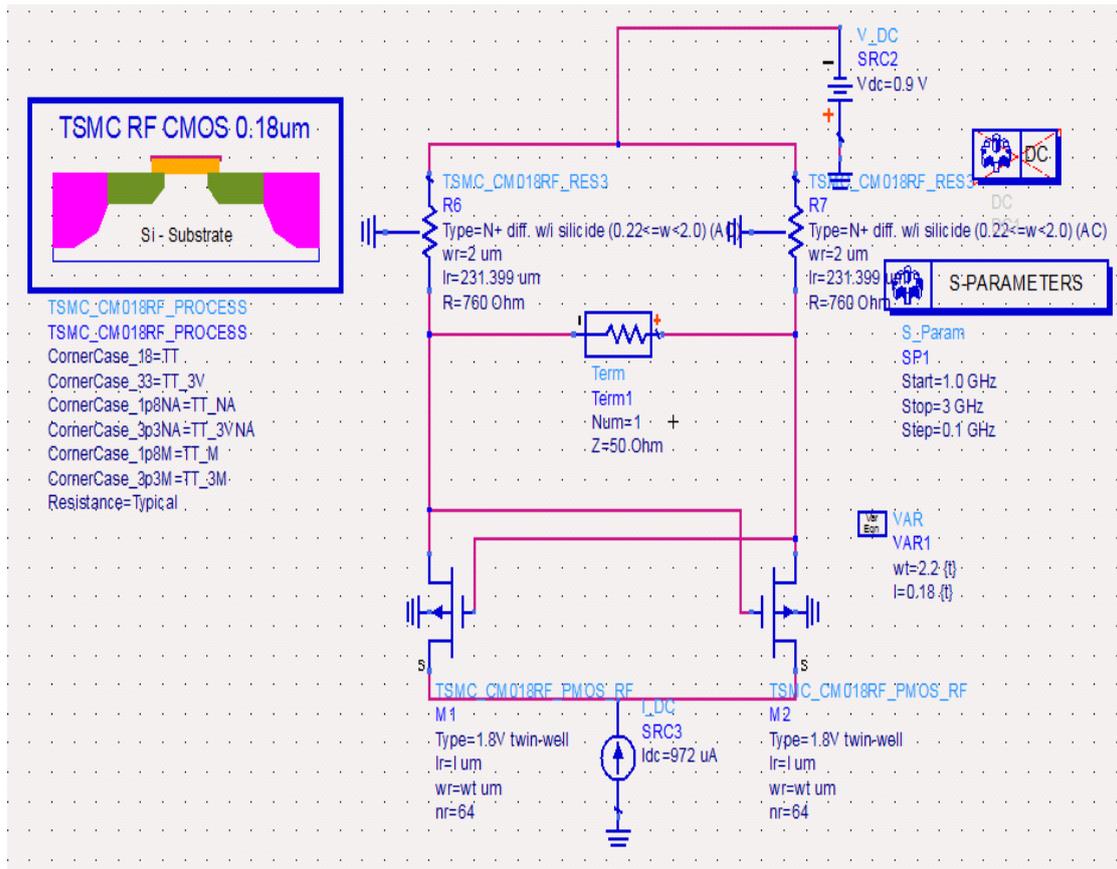


Figure 3.14. Montage pour déterminer paire différentielle fournie par les transistors PMOS

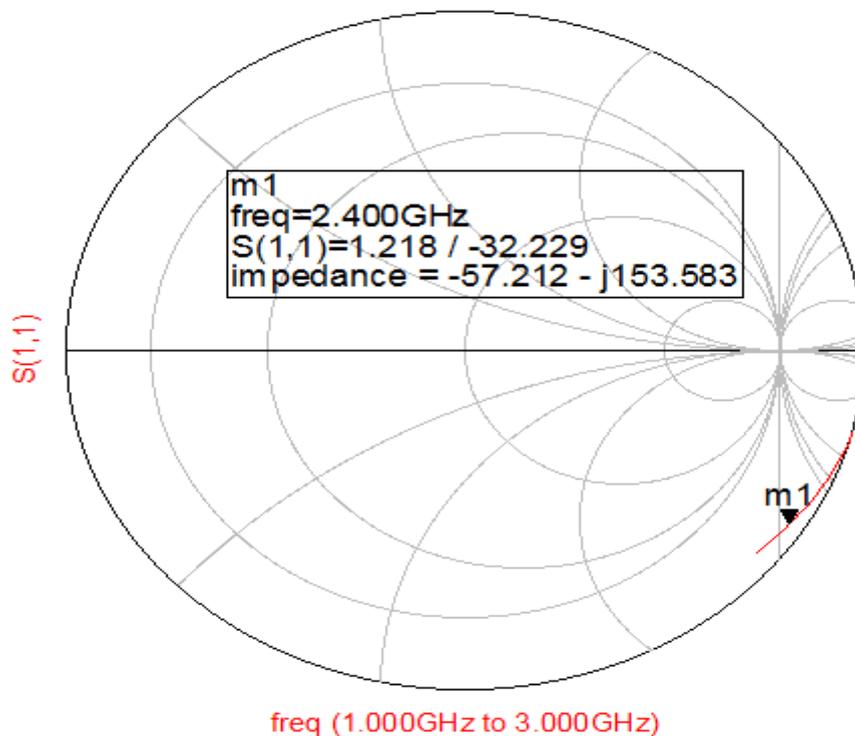


Figure 3.15. L'impédance d'entrée de la paire différentielle fournie par les transistors PMOS

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

A partir de la figure 3.15, on peut déduire la valeur de la R négative -57.212Ω .

Donc la condition est vérifiée les oscillations se développeront $R_{\text{résonateur}} < R_{\text{négative}}$

3.5 Miroir de courant

Dans un circuit réel la source de courant I_{DC} n'a pas de signification physique elle est utilisée juste pour des fins de conception. a cet effet, nous devons la remplacer par un montage de réel de source courant, nous allons utiliser le miroir de courant présenté à la figure 3.16.

Les deux transistors ont été choisis pour avoir la même longueur du canal, ainsi pour trouver le bon rapport entre les courants I_{tail} et celui de la référence I_{ref} on doit juste ajuster la valeur de la largeur.

Le rapport entre les largeurs des transistors a été fixé de tel sorte à avoir $I_{\text{tail}} = 972 \mu\text{A}$, qui représente la valeur pour laquelle les transistors de la paire différentielles ont été dimensionnés.

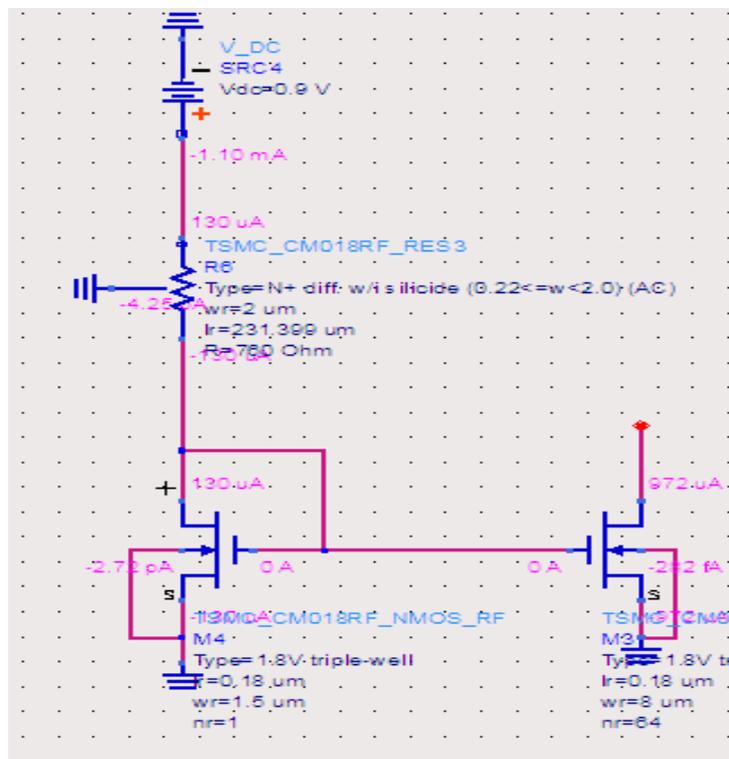


Figure 3.16. Miroir de courant

3.6 VCOs complet

Le circuit actif mis en parallèle avec le résonateur nous donne le circuit complet du VCO, la figure 3.17 illustre son schéma. On peut aussi noter les deux sorties différentielles du circuit, à savoir, V_{minus} et V_{plus} . Aussi, on peut remarquer aussi la tension V_{bias} qui constitue la seule entrée du VCO-LC.

3.6.1 Modules utilisés dans la simulation

Une fois le dimensionnement du circuit effectué à la fréquence voulue, on a besoin de connaître le régime établi de l'oscillateur, c'est à dire des caractéristiques telles que la fréquence d'oscillation, la réjection de la second harmonique et la forme d'onde de sortie.

Une analyse en signal fort donne une précision sur le comportement en régime établi de l'oscillateur[10]. Cette étude a été faite en utilisant les composants OscPort et Harmonic Balance (HB) sur ADS figure 3.17 et figure 3.21.

La simulation HB permet de résoudre le régime établi de circuits complexes avec un temps de calcul réduit[10]. Le nombre d'harmoniques utilisés est choisi par l'utilisateur, il doit être assez faible pour ne pas trop augmenter le temps de calcul tout en étant assez important pour obtenir la bonne solution (15 dans notre cas).

Quant à l'outil OscPort, il permet de calculer le gain en boucle ouverte non-linéaire tout en assurant l'interconnexion des deux transistors de la paire différentielle.

Enfin, le module HB Noise Controller permet de mesurer le bruit de phase du circuit, et ce, en choisissant les points de test qui sont dans notre cas V_{plus} et V_{minus} .

3.6.2 Simulation et résultats de VCO NMOS

Une fois nous avons préparé l'environnement nécessaire pour l'évaluation des performances de notre circuit figure 3.17, nous pouvons à présent procéder à la simulation. Les résultats de la simulation sont données ci-dessous, à savoir, la distribution spectral du signal de sortie, la forme d'onde de sortie et le bruit de phase.

La figure 3.18 démontre bien que la fréquence désirée a été obtenue en présentant une harmonique à 2.4 GHz avec une puissance égale à -9.63 dBm.

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

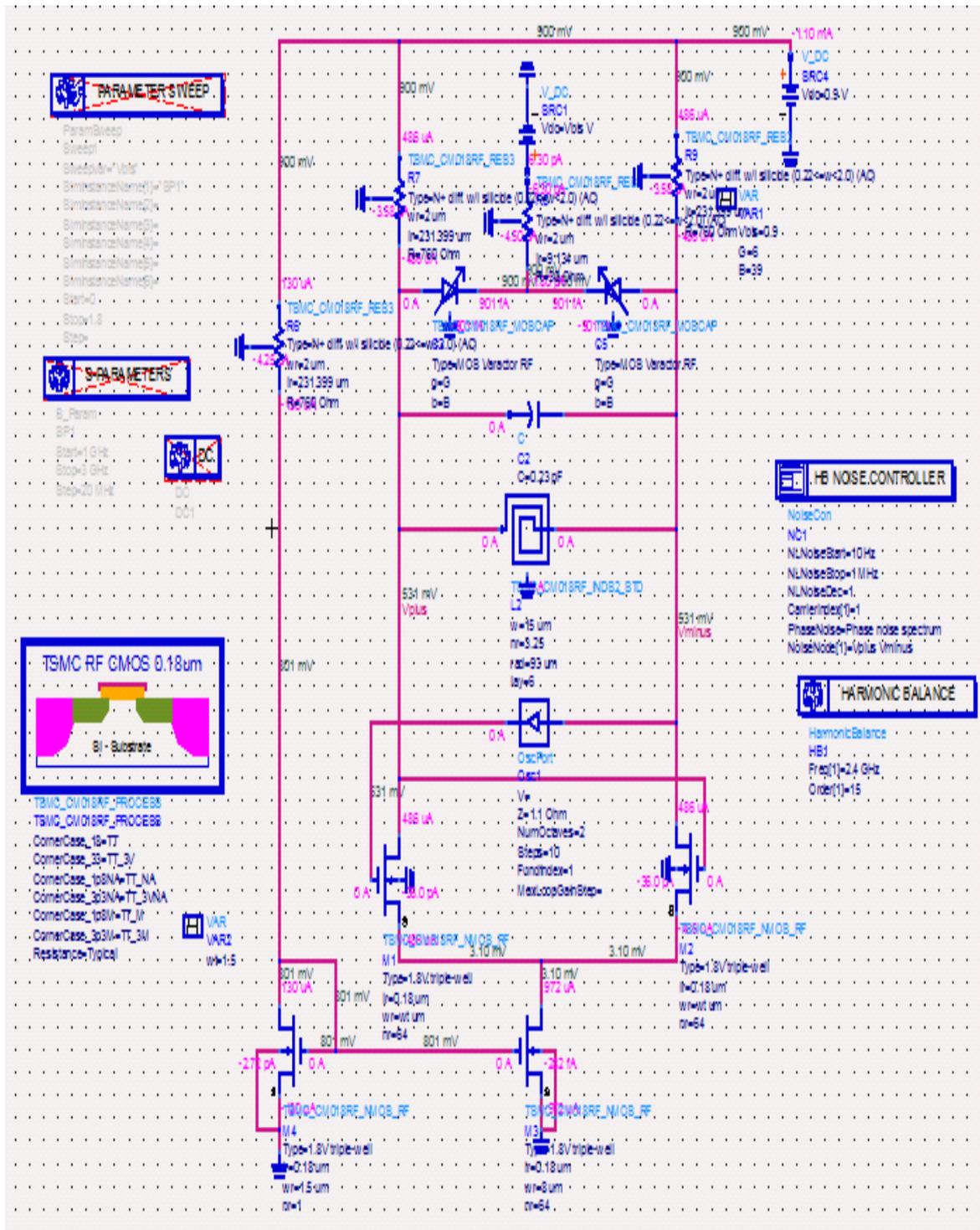


Figure 3.17. Setup de simulation du circuit VCO-LC (NMOS) CMOS 0.18-μm

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

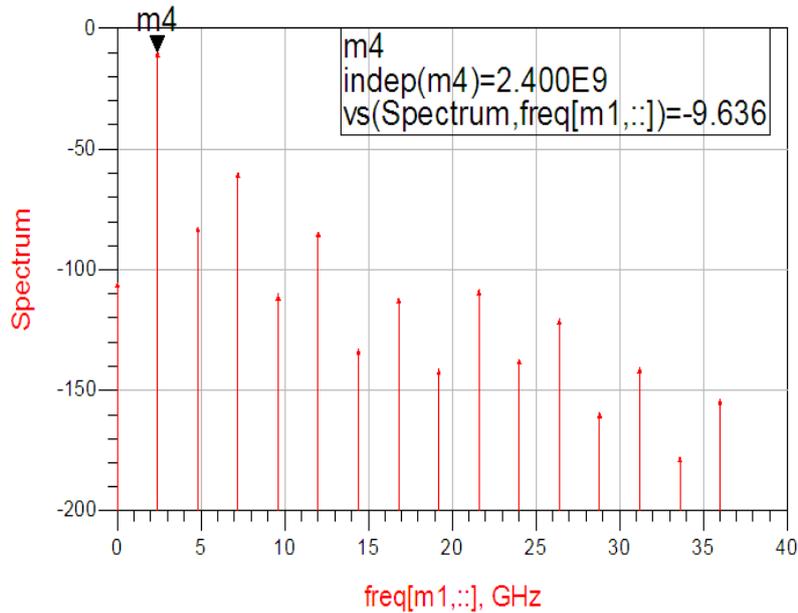


Figure 3.18. Distribution spectrale du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18- μm

La figure 3.19, illustre la forme d'onde du signal en fonction du temps (waveforme). On peut noter qu'une forme sinusoïdale a été réalisée confirmant ainsi la pureté spectrale observée sur la figure 3.18.

Enfin, la figure 3.20 présente le bruit de phase du circuit proposé, on peut remarquer qu'il a une valeur d'environ -114dBc/Hz . Cette valeur se trouve très acceptable comparativement aux travaux présentés dans la littérature (voir tableau 3.2).

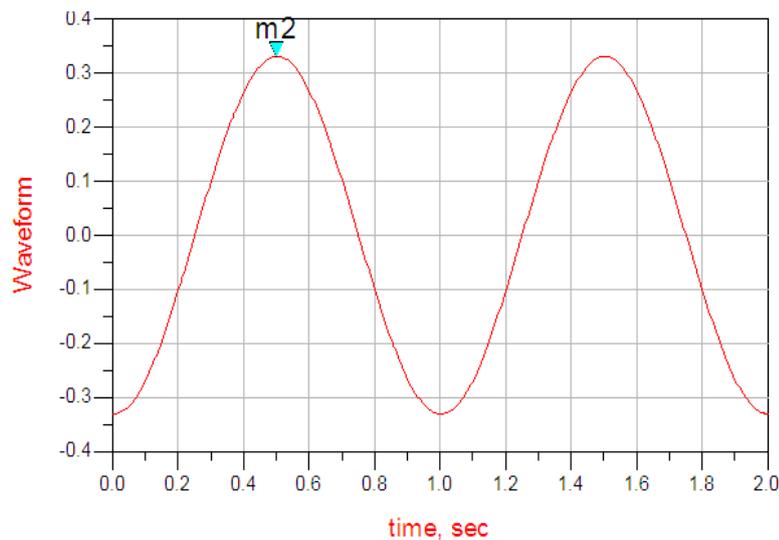


Figure 3.19. Forme d'onde de sortie du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18- μm

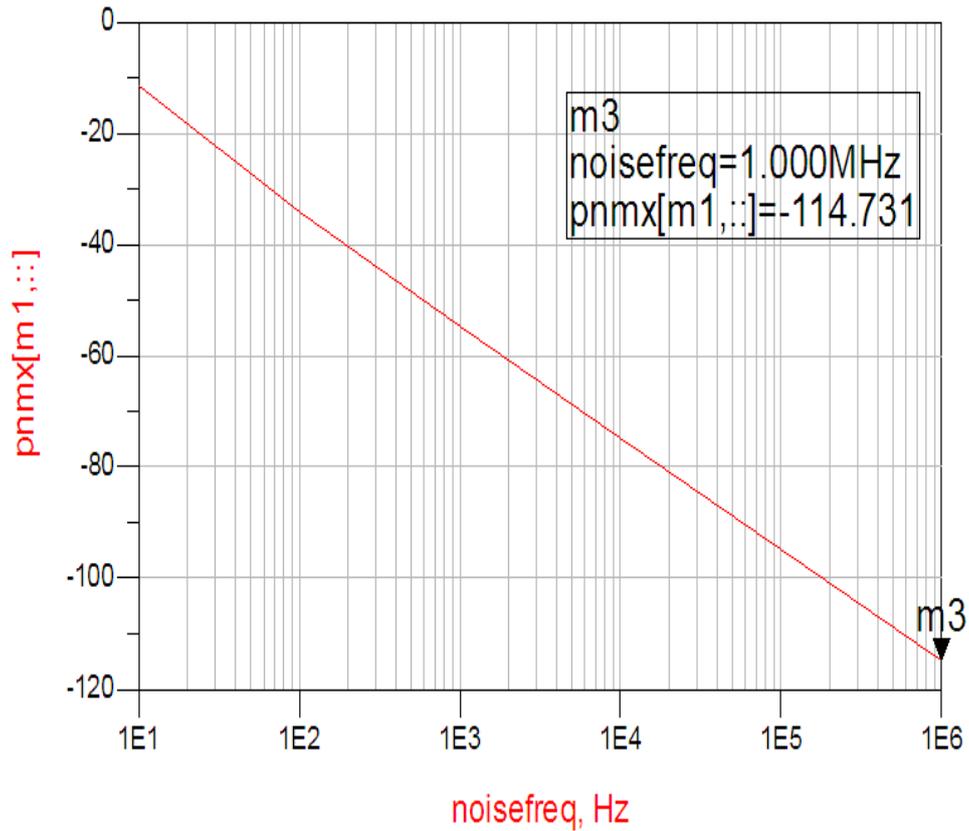


Figure 3.20. Bruit de phase du VCO-LC (NMOS) en CMOS 0.18-µm

3.6.3 Simulation et résultats de VCO PMOS

Nous avons utilisé le même setup pour la simulation du VCO PMOS. La figure 3.21 démontre bien que la fréquence désirée a été obtenue en présentant une harmonique à 2.4 GHz avec une puissance égale à -20 dBm.

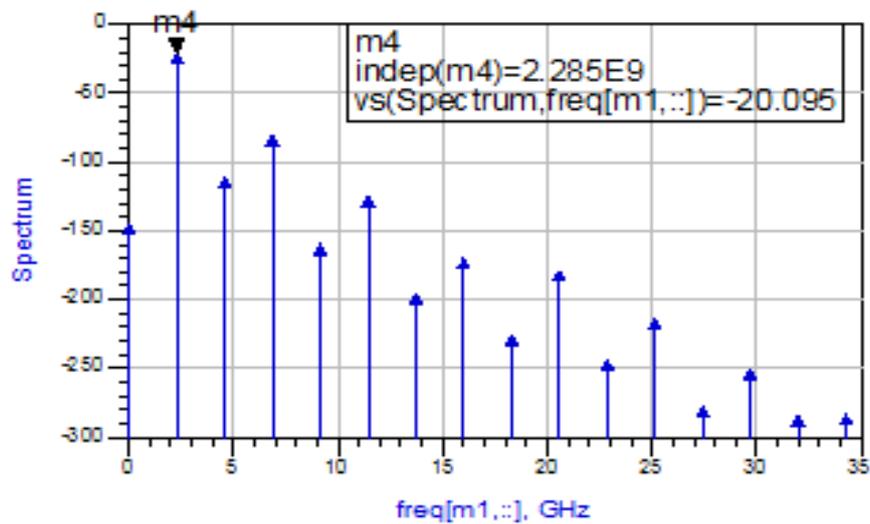


Figure 3.21. Distribution spectral du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18-µm

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

La figure 3.22, illustre la forme d'onde du signal en fonction du temps (waveforme). On peut noter qu'une forme sinusoïdale a été réalisée confirmant ainsi la pureté spectrale observée sur la figure 3.21.

Enfin, la figure 3.23 présente le bruit de phase du circuit proposé, on peut remarquer qu'il a une valeur d'environ -106dBc/Hz.

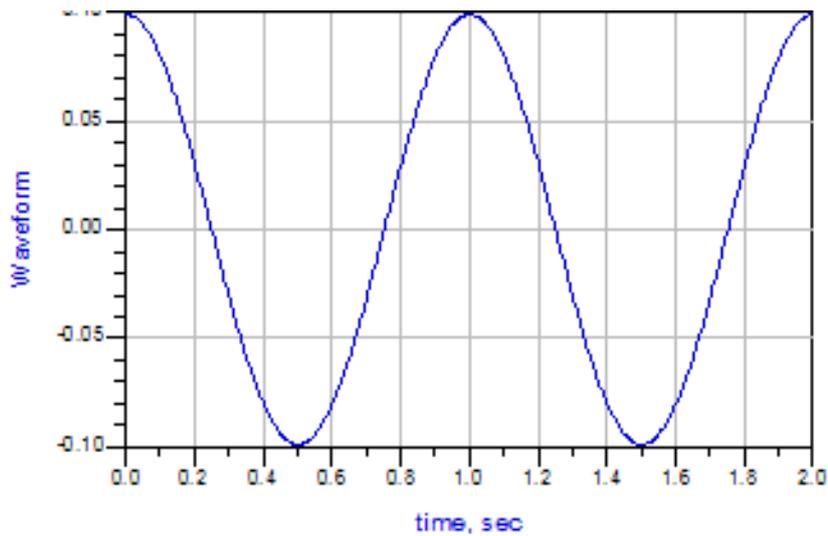


Figure 3.22. Forme d'onde de sortie du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18- μm

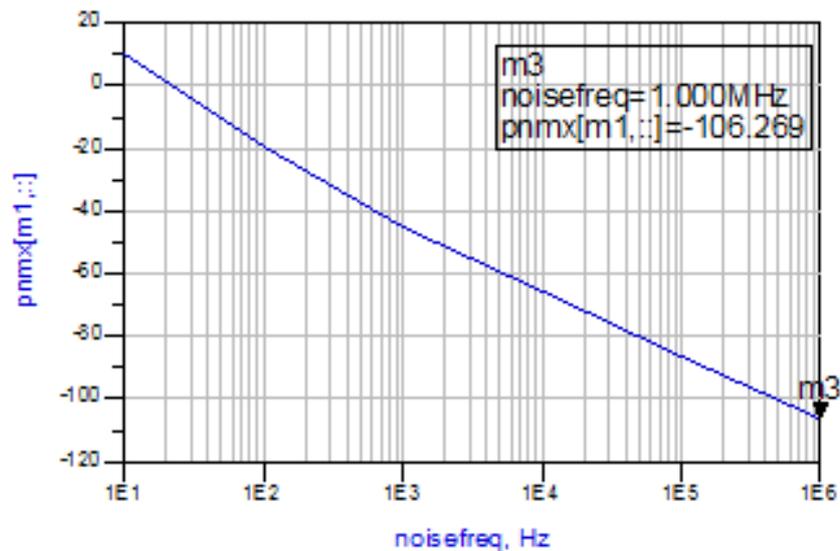


Figure 3.23. Bruit de phase du VCO-LC (PMOS) en CMOS 0.18- μm

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

Afin de voir les différences entre les deux VCO, NMOS et PMOS, nous avons dressé le tableau 3.1. On peut noter que le VCO à base d'une paire différentielle NMOS est meilleure en termes de bruit de phase et de puissance de sortie.

Enfin, afin de faire ressortir les performances du VCO LC conçu, nous avons dressé un autre tableau comparatif avec des travaux reportés dans l'état de l'art. On note quand même que notre VCO est très compétitif.

VCO-LC de type	Technologie de fabrication	Fréquence centrale	Bruit de phase (dBc/Hz)	Puissance de sortie (dBm)
NMOS	0.18µm CMOS	2.4 GHz	-114.73@1MHz	-9
PMOS	0.18µm CMOS	2.4 GHz	-106.27@1MHz	-20

Tableau 3.1. Comparaison les deux VCO-LC (NMOS,PMOS)

Référence	Technologie de fabrication	Alimentation	Consommation d'énergie	Fréquence centrale	Gamme d'accord	Bruit de phase @1MHz (dBc/Hz)
[14]	0.18µm CMOS	1.5 V	0.79 mW	2.4 GHz	14 %	-111
[15]	0.18µm CMOS	1.5V	4.9 mW	7.9 GHz	7 %	-108.3
[16]	0.18µm CMOS	1.8 V	8.1mW	4.84GHz	20%	-120.7
[17]	0.18µm CMOS	-	1.2 mW	2.5 GHz	-	- 103.7
[Ce travail]	0.18µm CMOS	0.9 V	0.87 mW	2.4GHz	46.5%	-114.7

Tableau 3.2. Comparaison de notre travail avec les divers oscillateurs à structure planaire

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre une conception complète d'un VCO-LC en technologie CMOS 0.18-µm a été présentée. Les différentes étapes de conception ont été exposées. En commençant par

Chapitre 3 Conception du VCO-LC

l'élaboration du résonateur LC puis sont dimensionnement sur la dite technologie. Ensuite nous avons utilisé les deux varactor (diode et MOS) comme composant d'accord de fréquence et nous avons constaté que varactor diode a une grande plage d'accord donc nous avons continué notre travaille avec varactor diode. En vue d'annuler l'effet de la résistance équivalente du résonateur et d'augmenter la puissance de la fondamentale, deux circuits actif à base d'un montage à paire différentielle (NMOS et PMOS) ont été mis en parallèle avec l'entrée du tank LC. Enfin, une source de courant à base d'un Miroir de courant a été utilisée pour le contrôle du courant consommé I_{tail} .

Après la définition de l'environnement de simulation, les résultats obtenus dans les deux cas, VCO NMOS et VCO PMOS, ont démontré des performances très acceptables notamment en termes de la pureté spectrale où nous avons pu atteindre la fréquence désirée à savoir 2.4 GHz, néanmoins, on a pu noter que le VCO-LC type NMOS est plus performant.

Conclusion générale

La conception d'un oscillateur radiofréquences (RF) performant est devenue de plus en plus difficile à cause de l'évolution des exigences des standards de communication et essentiellement en termes de faible coût, faible consommation, forte intégration, etc. Il s'avère donc nécessaire de mettre en place une méthodologie de conception d'oscillateurs RF et une approche d'optimisation de leurs performances afin de respecter ces diverses contraintes.

Dans ce contexte, nous avons traité dans ce mémoire de la conception d'un circuit élémentaire dans n'importe quel système de communication sans-fil, il s'agit d'un oscillateur radiofréquence contrôlé en tension et implémenté en technologie CMOS 0.18- μm . La fonction de ce circuit est la génération de fréquence aux autres circuits constituant un émetteur-récepteur radiofréquence.

Nous avons commencé notre étude par une introduction de quelques types d'oscillateurs et leurs topologies de base répondus en radiofréquence et nous avons présenté la technologie sur laquelle notre VCO sera implémenté. Il s'agit de la technologie CMOS avec le nœud technologique de 0.18 μm . Cette étude préliminaire a constitué une base solide sur laquelle nous nous sommes appuyés pour répondre à notre besoin en termes de conception.

Le deuxième volet de ce mémoire a été consacré à l'étude et les caractéristiques d'un oscillateur LC qui est composé 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 à paire différentielle.

Enfin dans le troisième chapitre, le vif du sujet a été abordé, la conception complète d'un VCO-LC en technologie CMOS 0.18- μm . Les différentes étapes de conception ont été exposées. En commençant par l'élaboration du résonateur LC puis sont dimensionnement sur la dite technologie. Ensuite nous avons utilisé deux circuits d'accord de fréquence, à savoir, un varactor diode et une capacité variable MOS. Nous avons constaté que ce dernier permet une grande plage d'accord plus importante donc nous l'avons retenue pour la concrétisation du VCO en question. En vue d'annuler l'effet de la résistance équivalente du résonateur et d'augmenter la puissance à la fréquence fondamentale, deux circuits actif à base d'un montage à paire différentielle ont été utilisés. Le premier à base d'une paire NMOS et le second à base d'une paire PMOS. La source de courant à base d'un miroir de

Conclusion générale

courant a été utilisée pour le contrôle du courant consommé. Après la définition de l'environnement de simulation, les résultats obtenus dans les deux cas ont démontré des performances très acceptables notamment en termes de la pureté spectrale où nous avons pu atteindre la fréquence désirée à savoir 2.4 GHz, néanmoins, le VCO-LC type NMOS a présenté des performance plus intéressantes et qui sont compétitif par rapport au travaux de l'état de l'art.

Bibliographie

- [1] Nabil BOUGHANMI: 'Contribution à la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase pour le radio mobile ', Tunisie, 2009.
- [2] ABDELKRIM MEDJAHI: ' UTILISATION DE CONCEPTS INNOVANTS DANS LA FONCTION OSCILLATEUR RADIOFRÉQUENCE', Thèse doctorat, LYON, 2010.
- [3] Oussama El Issati. 'Oscillateurs Asynchrones en Anneau : de la Théorie à la Pratique 'Thèse doctorat, INP Grenoble, 2011.
- [4] Marc KODRNJA. 'Etude des Oscillateurs contrôlés en tension pour les circuits à Fréquence Intermédiaire Analyse et simulation du bruit des oscillateurs ' Thèse doctorat, INP Grenoble, 1997.
- [5] Behzad Razavi : 'Fundamentals of microelectronics', John Wiley & Sons, 2014,
- [6] José Cruz NUNEZ PEREZ : 'contribution à la conception de systèmes de radiocommunication : de la modélisation de transistors bipolaires à l'évaluation des performances d'un système d'émission-Réception, Lyon, 2007.
- [7] http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/b/b7/Colpitts_ideal_model.svg/500px-Colpitts_ideal_model.svg.png
- [8] https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/b/b9/Hartley_osc.png
- [9] B. Razavi: 'Design of analog CMOS integrated circuits', Tata McGraw-Hill, 2002
- [10] Y. Morandini '*Evaluation de nouvelles varicaps en technologie silicium*'.Thèse de doctorat. Université de Lille.2008
- [11] C. Ripoll: ' LES OSCILLATEURS HYPERFREQUENCES', 2002 - 2003.
- [12] Emmanuel Dupouy ' Etude et réalisation d'un oscillateur bande X, contrôlé en tension, à varactor MEMS, pour application spatiale ' Thèse No 5-2009, le 27 février 2009.

Bibliographie

- [13] Julien MIRA, "Conception d'oscillateurs contrôlés en tension dans la gamme 2GHz - 10 GHz, intégrés sur silicium et analyse des mécanismes à l'origine du bruit de phase", Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux 1, N° d'ordre : 2897.

- [14] S. Lee, et al, "A low power injection locked LC-tanks with current reused topology," IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol. 17, no. 3, pp. 220-222, March 2007.

- [15] J. A Hou and Y. H. Wang, "A 7.9 GHz Low Power PMOS Colpitts VCO Using the Gate Inductive Feedback," IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol. 20, no. 4, pp. 223-225, April 2010

- [16] S.Mazet "Conception et réalisation d'oscillateurs contrôlés en tension à faible bruit de phase pour des systèmes de télécommunications spatiales", thèse N° d'ordre : 46-2003 Université de Limoges, 20 novembre 2003

- [17] B. Perumana, S. Chakraborty, C.-H. Lee, and J. Laskar, "A low-powerfully monolithic subthreshold CMOS receiver with integrated LO generation for 2.4 GHz wireless PAN applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 43, no. 10, pp. 2229–2238, Oct. 2008

ملخص:

يشرح هذا العمل على دراسة وتصميم، والمقارنة بين اثنين من مذبذب متحكم بالجهد ذو تردد 2.4 جيجا هرتز مخصص لتطبيقات اللاسلكية .

المذبذب المدروس يعتمد على دائرة رنين ذات سعة و مكثفة و على دائرة فعالة زوجية التفاضل ، يتم ضبط التردد المطلوب بواسطة سعة متغيرة تعتمد على ترانزيستور من نوع موسفت. تصميم المذبذب و محاكاته بواسطة تقنية سيموس 0.18 مايكروميتر .

تم الحصول على نتائج جيدة فيما يخص التردد المطلوب. ذو موجة جيبية ، مجال تغير التردد كبير مع ضجيج اشارة مقبول و استهلاك الطاقة منخفض

كلمات المفاتيح: مذبذب متحكم بالجهد ، سعة و مكثفة ، تقنية سيموس ، دائرة فعالة زوجية التفاضل.

Résumé : Ce travail présente l'étude, la Conception, et la comparaison entre deux VCOs (Voltage Controlled oscillator) pour la fréquence de travail 2,4 GHz dédiée aux applications RF. Le VCO conçu est basé sur une architecture utilisant un circuit résonant LC, l'accord de fréquence de résonance est produit par une capacité variable et une paire différentielle comme circuit actif. Les simulations du VCO-LC ont été effectuées à l'aide d'un design-kit relatif à la technologie CMOS 0.18- μ m. De bonnes performances ont été obtenues, où la fréquence désirée a été atteinte, une forme d'onde sinusoidale, une grande plage de variation de fréquence, un bruit de phase acceptable, et une faible consommation

Mots clés : 2.4 GHz, VCO, résonateur LC, RF, paire différentielle, CMOS

Abstract: This study deals with the design and comparison of two VCOs (Voltage Controlled Oscillator) for an operating frequency of 2.4GHz; the VCO is dedicated to the wireless applications. The VCO is based on an architecture using a LC resonant circuit where the resonance frequency tuning is produced by a variable capacity. The active circuit was realized via a differential amplifier. The final circuit was implemented in 0.18- μ m CMOS technology. The simulation of the circuit was carried out through specific designkit related to the mentioned technology. A good performance were achieved, where the desired frequency was reached, a sinusoidal waveform, a wide frequency range, acceptable phase noise and low consumption.

Keywords: 2.4 GHz, VCO, LC resonator, RF, differential amplifier, CMOS.
