

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

Filière Électronique
Spécialité Microélectronique

Présenté par:

Ilyes SAIFOUR
Idir BELLOUCHE

Conception d'un générateur de fréquence RF de type VCO en technologie CMOS

Proposé par : Dr. Abdelkader TAIBI

Année Universitaire 2024-2025

Remerciements

Louange à Dieu, le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la patience, la force, la volonté et le courage nécessaires pour surmonter les difficultés rencontrées tout au long de notre parcours universitaire. Sans Sa bénédiction, l'aboutissement de ce travail n'aurait pas été possible.

Nous exprimons nos plus sincères remerciements à notre encadreur, **Docteur Abdelkader TAIBI**, pour nous avoir proposé ce sujet enrichissant, et pour son accompagnement, ses conseils judicieux, sa disponibilité et sa confiance tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous tenons à exprimer notre sincère remerciement aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être membres de jury et de bien vouloir examiner ce travail.

Nos remerciements s'adressent également à **l'ensemble des enseignants du département d'électronique**, pour la qualité de leur enseignement, leur accompagnement et leur soutien durant toutes ces années.

Nous tenons aussi à remercier les membres de jury et **tous les enseignants** qui ont contribué à notre formation, **du primaire jusqu'à l'université**, et qui ont, chacun à leur manière, participé à forger notre savoir et notre esprit scientifique.

Enfin, nous adressons notre gratitude à **nos familles et nos proches**, pour leur soutien moral et leur confiance tout au long de notre parcours.

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 toute ma famille sans exception.*
- *A mes très chers amis*
- *A toute la promo d'électronique 2024/2025.*

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

.

Ilyes Saifour

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 à 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 2024/2025.*

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

.

Idir Bellouche

ملخص:

يقدم هذا العمل دراسة وتصميم مذبذبين متحكمين بالجهد (VCO) بتقنية CMOS بسمك 0.18 ميكرومتر، مخصصين لتطبيقات الترددات الراديوية اللاسلكية. يعتمد تصميم مذبذبي الجهد المتحكمين بالجهد على بنية دائرة رنينية LC، ويتم ضبط تردد الرنين باستخدام ساعات متغيرة تعتمد على فاراكترات MOS وثنائيات فاراكتر. استُخدمت دوائر نشطة لتقليل التأثير المقاوم لمحاثة MOS، مما يضمن تذبذباً غير مُخمّد بمرور الوقت. تُظهر نتائج محاكاة VCO-LC أداءً جيداً لمذبذبي الجهد المتحكمين بالجهد ...

كلمات المفتاح: مذبذب متحكم بالجهد، سعة ومكثثة، تقنية سيموس، دائرة فعالة زوجية التفاضل.

Résumé : Ce travail présente l'étude et la conception de deux VCOs LC (Voltage Controlled oscillator) en technologie CMOS 0.18 μm dédiés aux applications RF sans fils. Les VCOs conçus sont basés sur une architecture utilisant un circuit LC résonant, l'accord de la fréquence de résonance est obtenu suite à l'utilisation des capacités variables à base des MOS varactors et des diodes varactors. Des circuits actifs ont été utilisés afin de réduire l'effet résistifs de l'inductance MOS en assurant ainsi une oscillation non amortie dans le temps. Les résultats de simulations du VCO-LC montrent de bonnes performances pour les VCOs LC conçus à savoir des faibles bruits de phases, des faibles consommations de puissances ainsi que des puissances de sortie suffisamment élevées.

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

Abstract: This work presents the study and design of two LC (Voltage Controlled Oscillator) VCOs dedicated to wireless RF applications implemented on a 0.18 μm CMOS technology. The designed VCO is based on an architecture using a resonant LC circuit, the tuning of the resonant frequency is obtained following the use of variable capacities based on MOS varactors and varactor diodes. Active circuits have been used to reduce the resistive effect of the MOS inductance thus ensuring an undamped oscillation over time. The simulation results of the LC-VCO show good performances for the designed LC VCOs namely low phase noise, low power consumption as well as sufficiently high output powers.

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

TABLE DES MATIERES

Introduction général	1
-----------------------------------	---

Chapitre 01 : Généralités sur les oscillateurs

1.1. Introduction	3
1.2. Généralités sur les oscillateurs radiofréquences et VCO	3
1.2.1. Définitions et Principes des oscillateurs	3
1.2.2. Types d'oscillateurs RF	4
1.2.2.1 Les oscillateurs à quartz (XOs)	4
1.2.2.2 Les oscillateurs à relaxation	5
1.2.2.3 Oscillateur En anneaux	6
1.2.2.4 L'oscillateur LC	7
1.3. Le rôle des VCO dans les PLLs.....	7
1.4. Les Topologies de base d'oscillateurs utilisés dans les applications RF.....	8
1.4.1. Les Topologie d'oscillateur Colpitts et Hartley.....	8
1.4.2. Topologie d'oscillateur à Paire Différentielle de Transistors Croisées.....	9
1.5. La technologie CMOS 0.18 μm	10
1.5.1. Capacité en technologie CMOS	11
1.5.2. Inductance RF en technologie CMOS	11
1.5.3. Transistor MOS... ..	12
1.5.4. Varactor en technologies CMOS.....	14
1.5.4.1 les varactors diode	14
1.5.5. La capacité MOS... ..	15
1.6. Conclusion.....	16

Chapitre 02 : l'étude du VCO-LC

2.1. Introduction	17
2.2. Conditions d'oscillations	17
2.3. Etude d'Oscillation Commandée en Tension (VCO – LC).....	18

2.4 Circuit résonnant RLC	18
2.5 Capacité variable... ..	19
2.6 La Paire Différentielle.....	19
2.7 Théorie de la résistance négative	21
2.7.1 Résistance équivalente parallèle du résonateur	21
2.7.2 Génération de conductance négative	21
2.7.3 Stabilité et sécurité d'oscillation	21
2.7.4 Rôle du varactor (contrôle de fréquence)	21
2.7.5 MOS Varactor	22
2.8 Caractéristiques du VCO-LC	22
2.8.1 Plage d'accord	23
2.8.2 Le bruit de phase	23
2.9 Conclusion.....	26

Chapitre 03 : Conception du VCO-LC

3.1. Introduction	27
3.2. Conception du résonateur LC	27
3.2.1. Dimensionnement de l'inductance L_{MOS}	28
3.2.2. Dimensionnement des paires différentielles NMOS et PMOS	30
3.2.3. Transistor NMOS	31
3.2.4. Transistor PMOS	32
3.3. Variation de la capacité.....	34
3.4. VCOs complet	36
3.5. Conclusion	43
Conclusion générale.....	44
Bibliographie.....	45

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Formes les plus courantes pour le signal périodique crée par l'oscillateur	3
Figure 1.2. Principe d'un oscillateur.....	3
Figure 1.3. Arbre hiérarchique des oscillateurs électroniques	4
Figure 1.4. Structure de l'oscillateur à quartz.....	5
Figure 1.5. Modélisation du quartz par un circuit de RLC	5
Figure 1.6. Structure de l'oscillateur à relaxation.....	6
Figure 1.7. Structure de l'oscillateur en anneau	6
Figure 1.8. Structure d'oscillateur LC	7
Figure 1.9. La boucle à verrouillage de phase	8
Figure 1.10. L'oscillateur Colpitts.....	9
Figure 1.11. L'oscillateur Hartley	9
Figure 1.12. Oscillateur Différentiel avec deux Transistors Croisés	10
Figure 1.13. Couches physiques de la technologie RF CMOS 0.18 μm	10
Figure 1.14. Capacité MIM, (a) coupe transversale, (b) circuit électrique équivalent.....	11
Figure 1.15. Inductance standard en technologie CMOS, (a) modèle électrique équivalent (Layout), (b) modèle électrique équivalent	12
Figure 1.16. Structure du Transistor MOS.....	13
Figure 1.17. Structure simplifiée et symbole d'un transistor N-MOSFET	14
Figure 1.18. Modèle électrique d'une diode varactor.....	15
Figure 1.19. Circuits équivalents d'un capacité MOS	15
Figure 2.1. Synoptique du Power VCO en tant qu'oscillateur	17
Figure 2.2. Structure du VCO_LC.....	18
Figure 2.3. Signal de sortie de circuit RLC parallèle	19
Figure 2.4. Modèle de résistance négative d'un oscillateur LC.....	20
Figure 2.5. Résistance négative fournit par les transistors de l'oscillateur LC.....	20
Figure 2.6. Variateur NMOS (a) vue en coupe (b) caractéristique de capacité	22
Figure 2.7. Spectre de sortie d'un oscillateur idéal et réel	23
Figure 2.8. Spectre de l'oscillateur bruité.....	24

Figure 2.9. Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur.....	25
Figure 2.10. Contributions au bruit de phase.....	26
Figure 3.1. Installation du design kit TSMC RF CMOS 0.18 μm sur le logiciel ADS.....	27
Figure 3.2. L'inductance en technologie CMOS 0.18- μm	28
Figure 3.3. Valeurs de l'inductance CMOS et de sa résistance parasite parallèle	29
Figure 3.4. Facteur de qualité	29
Figure 3.5. Résonateur LC	30
Figure 3.6. Réponse de circuit résonnant LC	30
Figure 3.7. Circuit de dimensionnement de la paire différentielle à base des transistors NMOS...	31
Figure 3.8. Valeurs de C_{p_nmos} et R_{p_nmos} de la paire différentielle à base des NMOS.....	32
Figure 3.9. Circuit du dimensionnement de la paire différentielle à base des transistors PMOS.....	33
Figure 3.10. Valeurs de C_{p_pmos} et de R_{p_pmos}	33
Figure 3.11. (a) Circuit de dimensionnement de la diode varactor, (b) variation de la capacité C_{p_DVAR} de la diode varactor en fonction de la tension de contrôlée.....	34
Figure 3.12. (a) Circuit de dimensionnement de MOS varactor, (b) variation de la capacité C_{p_mosVAR} de la MOS varactor en fonction de la tension de contrôlée.....	35
Figure 3.13. Setup de simulation du circuit VCO-LC à base de MOS varactors.....	36
Figure 3.14. Setup de simulation du circuit VCO à base des diodes varactors.....	37
Figure 3.15. Forme d'onde de sortie du VCO-LC à base des MOS varactors.....	37
Figure 3.16. Forme d'onde de sortie du VCO-LC à base des diodes varactors à la fréquence 2.4GHz.....	38
Figure 3.17. Courant du VCO-LC à base des diodes varactors.....	38
Figure 3.18. Courant du VCO-LC à base des MOS varactors.....	39
Figure 3.19. Distribution spectrale du VCO-LC à base des MOS varactors.....	39
Figure 3.20. Distribution spectrale du VCO-LC à base des diodes varactors.....	40
Figure 3.21. Bruit de phase du VCO-LC à base des MOS varactors	41
Figure 3.22. Bruit de phase du VCO-LC à base des diodes varactors	41
Figure 3.23. Tensions d'oscillations de VCO-LC à base des MOS varactors à $f=1.9\text{GHz}$	42
Figure 3.24. Tensions d'oscillations de VCO-LC à base des MOS varactors à $f=2.1\text{GHz}$	42

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1. Comparaison les deux VCO-LC conçus.....	43
--	----

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La dernière décennie a été marquée par une accélération significative dans le développement et la mise en œuvre des technologies de l'information et de la communication (TIC). Parmi ces évolutions, l'Internet des Objets (IoT : Internet of Things) occupant une place centrale, tant dans le monde industriel qu'académique. En 2021, le marché mondial de l'IoT a été estimé à plus de 157 milliards de dollars, traduisant l'ampleur des investissements et l'intérêt croissant pour cette technologie.

Parallèlement, la 5^e génération (5G) des réseaux mobiles en cours de déploiement, fournissant une infrastructure de communication à très haut débit, à faible latence, et hautement connectée. La 5G est conçue pour être la pierre angulaire du développement de l'IoT à grande échelle, ainsi que d'autres applications émergentes comme les véhicules autonomes, les villes intelligentes et les systèmes industriels automatisés. Dans cette dynamique, le concept d'Industrie 4.0 s'inscrit pleinement, visant à doter les systèmes industriels d'intelligence, d'autonomie et de capacité de communication interopérable.

Le développement d'un système sans fil impose des exigences strictes en matière de conception de circuits radiofréquence (RF), qui devront être à la fois très performants, faiblement consommateurs en énergie, et hautement intégrés. La réponse à ces contraintes réside dans l'adoption de technologies monolithiques, notamment la technologie CMOS qui offre une intégration dense, une faible consommation énergétique, et un coût de fabrication réduit. Toutefois, ces avantages ne peuvent être exploités pleinement qu'à travers une conception rigoureuse et optimisée.

La mise en place d'un lien de communication RF exige l'utilisation de blocs de génération de fréquence capables de produire une porteuse précise et stable, conforme aux bandes de fréquences réglementées. Ces blocs sont appelés oscillateurs locaux et peuvent adopter diverses structures, telles que les VCOs (Voltage Controlled Oscillators), les oscillateurs en anneau ou encore les oscillateurs piézoélectriques, selon l'architecture choisie et l'application visée.

Le présent mémoire est consacré à la conception d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO) de type LC, en technologie CMOS 0.18 μm , avec pour objectif d'atteindre un faible bruit de phase et une intégration complète sur puce ainsi qu'une faible consommation de puissance. L'enjeu principal est d'appréhender toutes les étapes de conception de ce circuit afin de proposer une solution fiable et adaptée aux applications RF modernes.

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.

Introduction générale

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 . Initialement, nous allons cibler une fréquence d'oscillation de 2.4 GHz dédié aux applications IoT. Ensuite, nous allons ajouter des capacités variables à base de diode-varactor ou bien des MOS-varactor afin d'élargir l'application de VCO LC pour d'autres standards sans fil (Wireless) à savoir la 3G à 2.1 GHz et la téléphonie mobile à 1.9 GHz. Des résultats de simulation seront exposés et discutés en fin de ce chapitre.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LES OSCILLATEURS

1.1 Introduction

En parlant de circuits intégrés de génération de fréquence, l'oscillateur se présente comme étant le circuit candidat pour assurer cette 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 et VCO

1.2.1 Définitions et principes des oscillateurs

Un oscillateur est un circuit électronique capable de générer un signal périodique sans qu'il soit nécessaire d'appliquer un signal d'entrée périodique. Ce signal peut être sinusoïdal ou de forme non sinusoïdale (carré, dents de scie, etc.), selon la nature de l'oscillateur. La figure 1.1 présente les formes des signaux périodiques créés par un oscillateur.

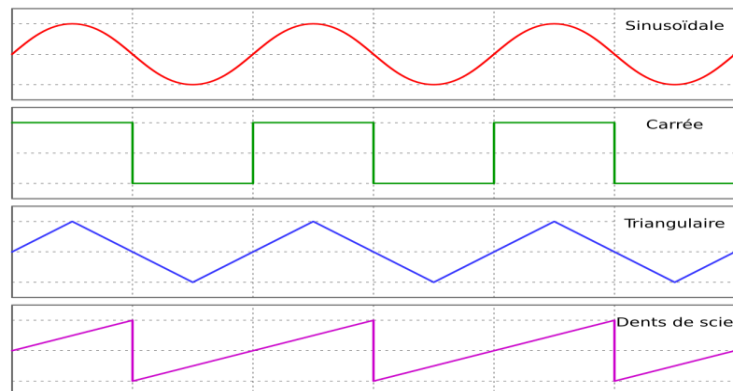


Figure 1.1 Formes les plus courantes pour le signal périodique créé par l'oscillateur.

Le fonctionnement d'un oscillateur repose sur une boucle de rétroaction positive dans laquelle un amplificateur est connecté à un réseau résonant ou un filtre. La figure 1.2 présente le principe d'un oscillateur.

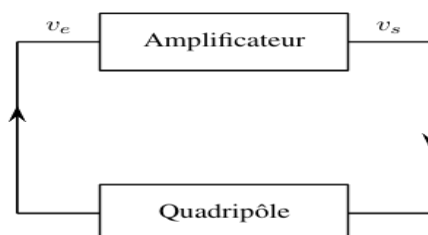


Figure 1.2. Principe d'oscillateur

1.2.2 Types d'oscillateurs RF

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. Dans cette section nous discutons quelques structures d'oscillateurs. La Figure 1.3 présente quelques types d'oscillateurs existants [1].

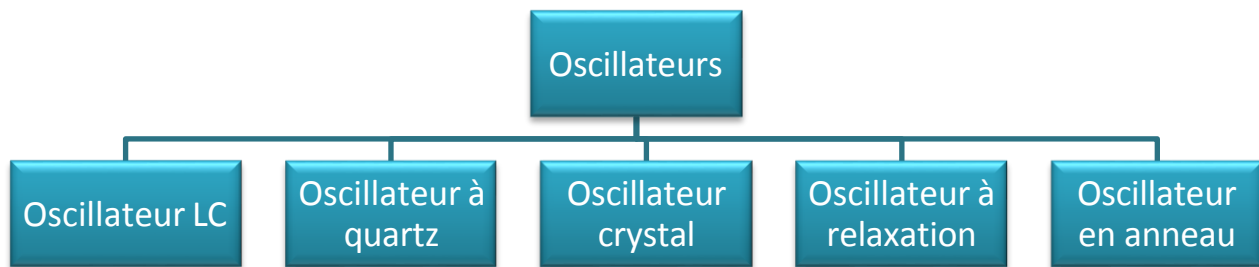


Figure 1.3 Arbre hiérarchique des oscillateurs électroniques

1.2.2.1 Les oscillateurs à quartz (XOs)

Les XOs présentés dans la figure 1.4 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 1.5.

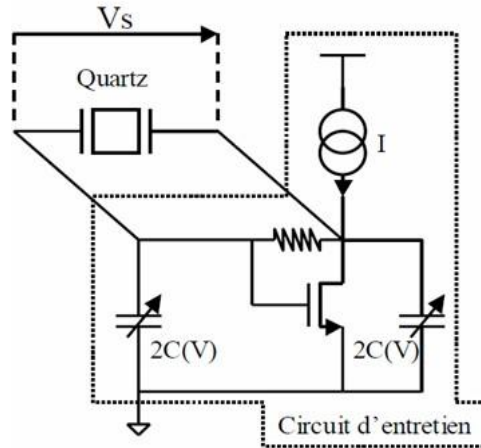


Figure 1.4. Structure d'oscillateur à quartz

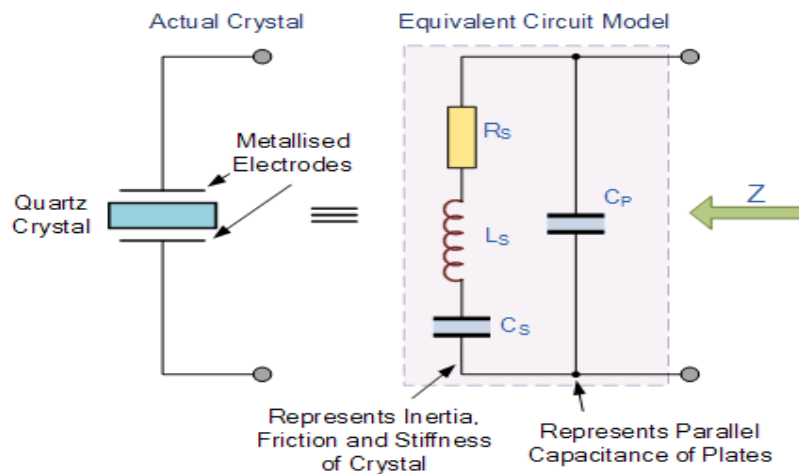


Figure 1.5. Modélisation du quartz par un circuit RLC

1.2.2.2 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 la figure 1.6 [2].

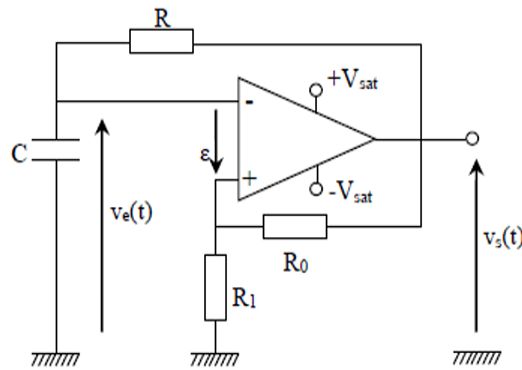


Figure 1.6. Structure d'oscillateur à relaxation

1.2.2.3 Oscillateur En anneaux

Parmi les structures les plus utilisées en radiofréquence, nous considérons les oscillateurs en anneau de la Figure 1.7. 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].

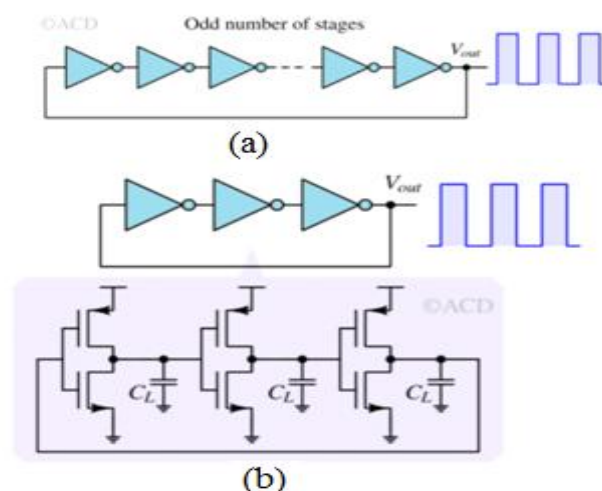


Figure 1.7 (a) Structure de l'oscillateur en anneau, (b) construction d'un oscillateur à anneau commun

1.2.2.4 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 1.8 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].

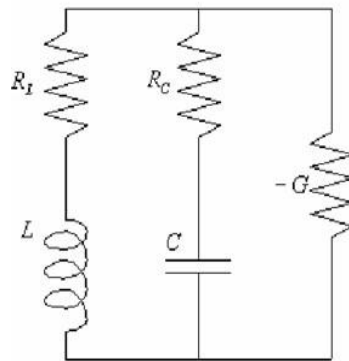


Figure 1.8 Modèle électrique d'un oscillateur LC

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 de la figure 1.9 est un asservissement de phase ou de fréquence qui asservit la fréquence d'un oscillateur 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 le signal 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.

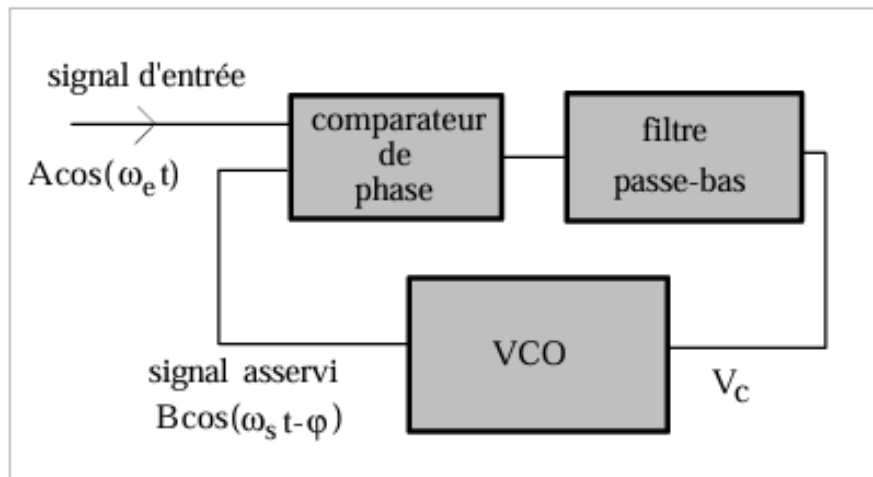


Figure 1.9. Boucle à verrouillage de phase

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.

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 1.10, inventé par Edwin H. Colpitts, est caractérisé par un circuit résonant LC dans lequel la rétroaction est assurée par un diviseur capacitif constitué de deux condensateurs en série connectés en parallèle avec une inductance. Cette configuration est appréciée pour sa simplicité, sa robustesse et sa bonne stabilité en fréquence. L'élément actif (transistor bipolaire, JFET ou MOSFET) assure l'amplification nécessaire pour compenser les pertes dans le circuit LC et maintenir les oscillations. Cependant, le montage est sensible aux capacités parasites des composants actifs, ce qui peut affecter la fréquence réelle. Pour pallier ce problème, une

variante appelée oscillateur Clapp ajoute un condensateur en série avec l'inductance afin d'améliorer la stabilité.

L'oscillateur Hartley, présenté dans la figure 1.11, développé par Ralph Hartley, repose sur un circuit LC où la rétroaction est assurée par un diviseur inductif. Le circuit comprend une inductance divisée en deux parties L_1 et L_2 en série, avec un condensateur C en parallèle. La prise intermédiaire sur l'inductance permet d'ajuster facilement la rétroaction et donc la fréquence. L'élément actif, souvent un transistor en configuration émetteur commun, fournit le gain nécessaire pour maintenir les oscillations. Cette topologie est simple, fiable et largement utilisée dans les circuits RF, notamment dans les VCO.

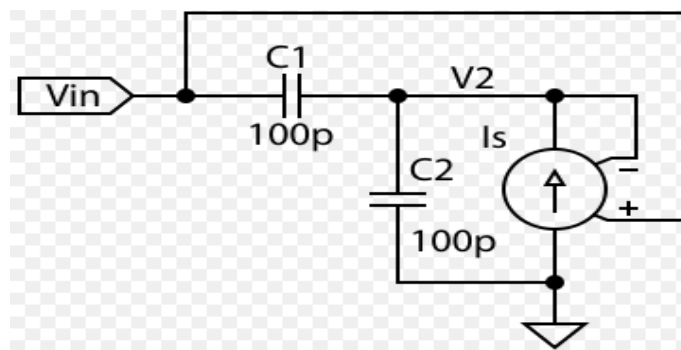


Figure 1.10 Oscillateur Colpitts [7]

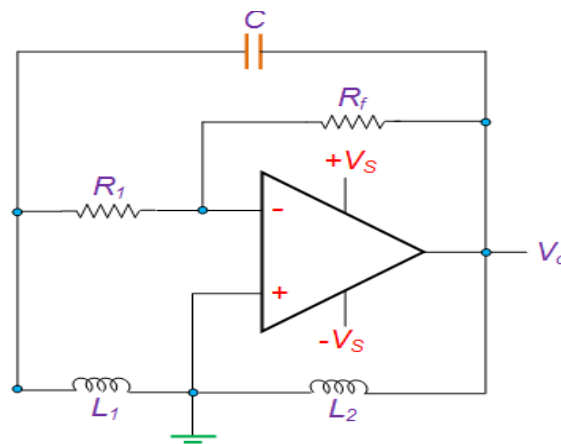


Figure 1.11 Oscillateur Hartley [8]

1.4.2 Topologie d'oscillateur à paire différentielle de transistors croisées

La figure 1.12 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.

Cette topologie repose sur une paire différentielle de transistors connectés en configuration croisée, c'est-à-dire que la sortie de chaque transistor est reliée à l'entrée de l'autre, créant ainsi une

rétroaction positive différenciée. Cette structure garantit une inversion de phase de 180° nécessaire pour maintenir les oscillations.

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 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$.

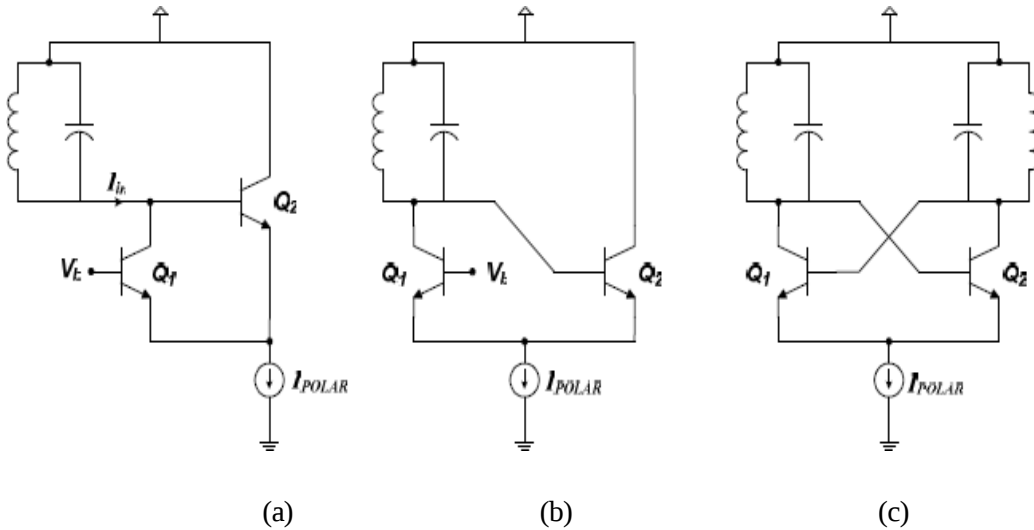


Figure 1.12. Oscillateur différentiel avec deux transistors croisés

1.5 La technologie CMOS 0.18 μm

Le procédé utilisé pour notre implémentation est dédié aux applications RF. 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 1.13 donne une coupe transversale du procédé RF CMOS 0.18 μm .

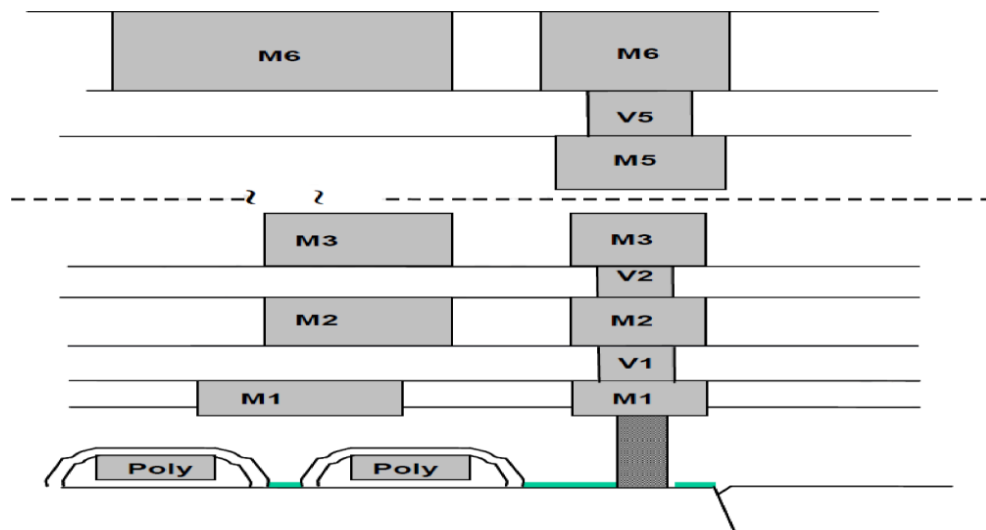


Figure 1.13. Couches physiques de la technologie RF CMOS 0.18 μm [9]

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 (Figure. 1.14) [9].

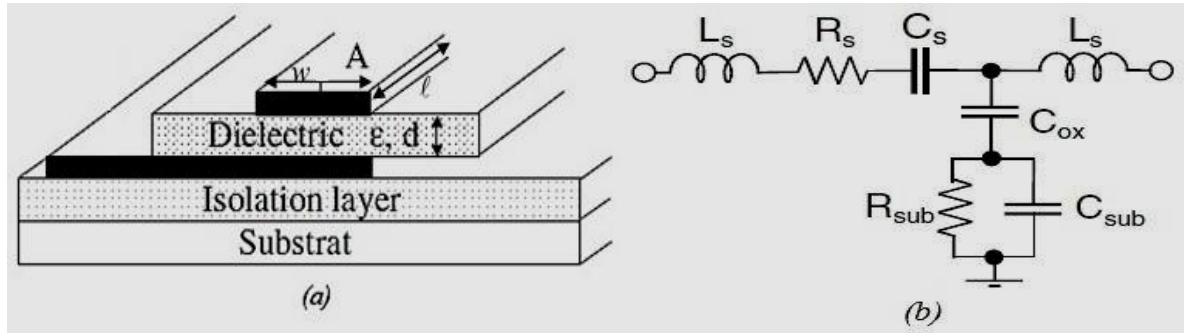


Figure.1.14 Capacité MIM, (a) coupe transversale, (b) circuit électrique équivalent

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

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

1.5.2 Inductance RF en technologie CMOS

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 1.15 illustre le layout ainsi que le schéma électrique équivalent de l'inductance MOS RF. 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. M5 et M6 sont respectivement le cinquième et le sixième niveau de métallisation.

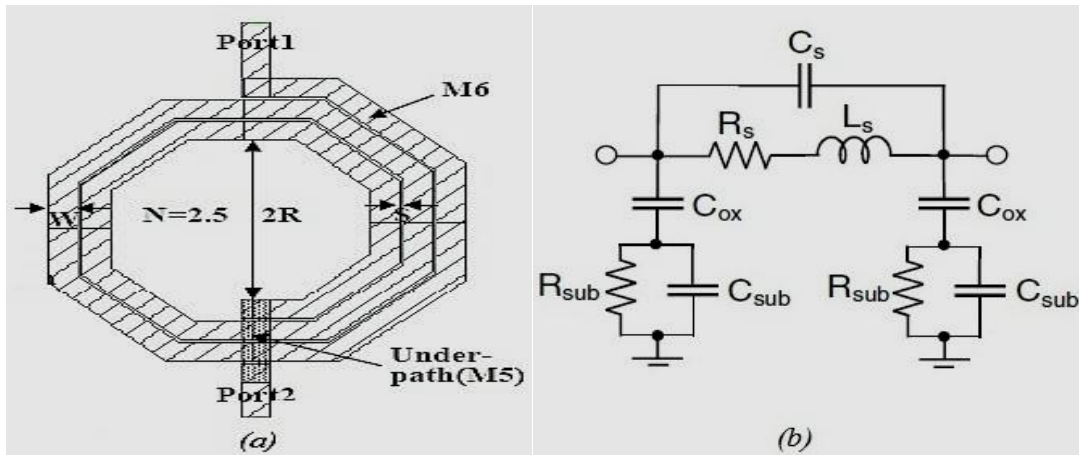


Figure. 1.15. (a) Inductance standard en technologie CMOS, (b) modèle électrique équivalent

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 superficie réduite ;
- De faibles pertes par le substrat ;
- Une fréquence de résonance suffisamment élevée ;
- Un facteur de qualité maximum à la fréquence de travail.

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 1.16, 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 1.17 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, V_{GS} la tension entre la grille et la source du transistor, V_{DS} la tension entre le drain et la source du transistor, V_{D} la tension de drain du transistor, V_{G} la tension de la grille du transistor, V_{S} la tension de la source du transistor.

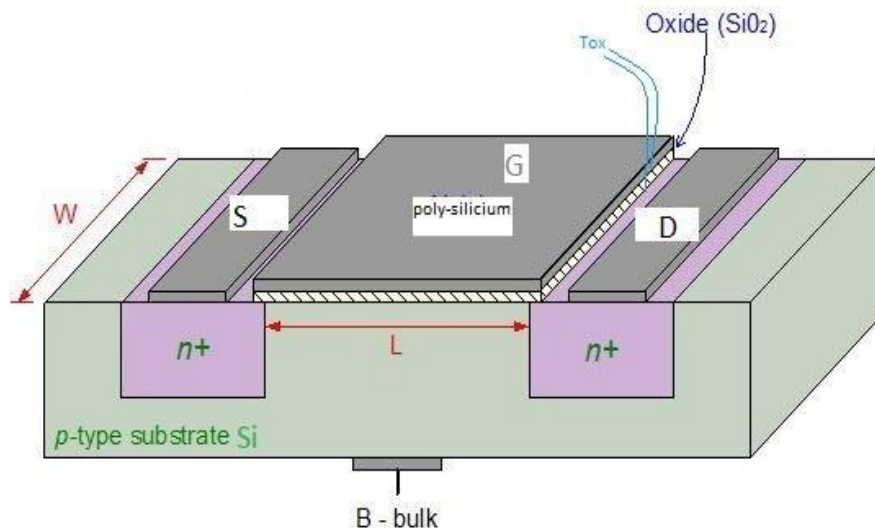


Figure 1.16. Structure du Transistor MOS

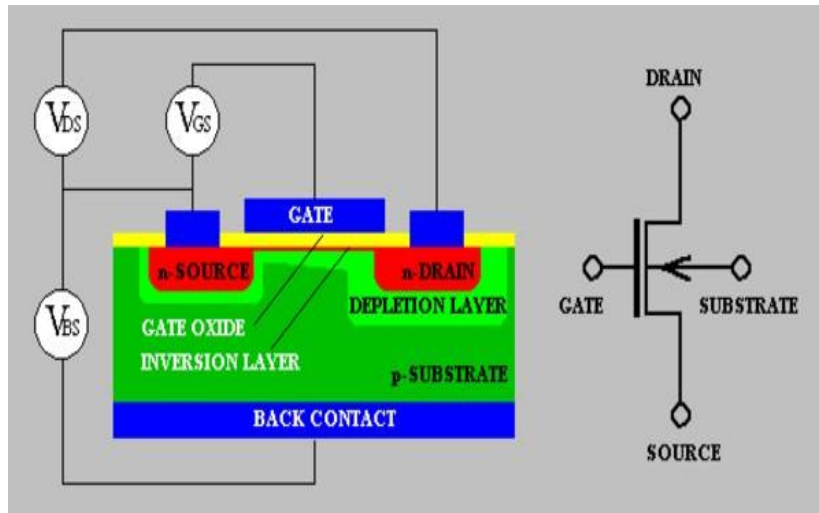


Figure 1.17. Structure simplifiée et symbole d'un transistor N-MOSFET

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 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.

1.5.4.1 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 $V = 0V$;

ϕ : potentiel de contact Schottky ;

β : constante reliée au profil de dopage.

La figure 1.18 illustre le modèle électrique. 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].

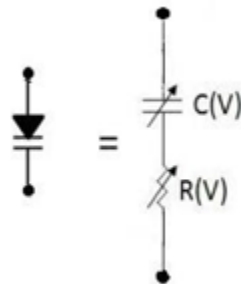


Figure 1.18. Modèle électrique d'une diode varactor

1.5.5 La capacité MOS

La capacité MOS est un condensateur variable, contrôlé en tension, basé sur une structure MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), la figure 1.19 présente cette topologie. Leur rôle dans notre conception est le contrôle de fréquence d'oscillateur.

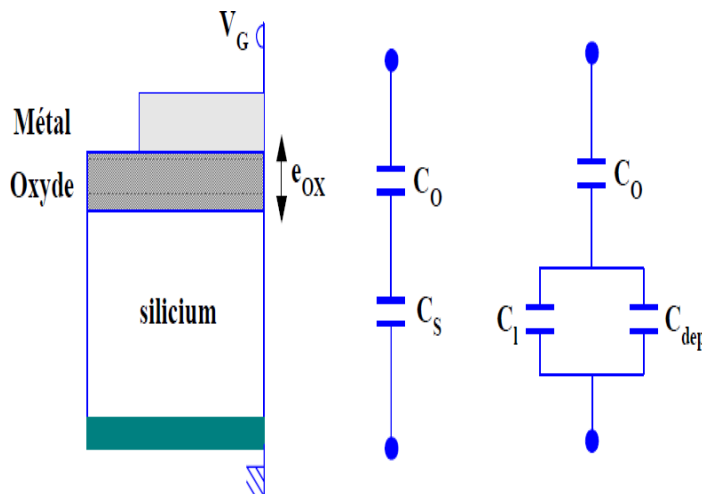


Figure 1.19. Circuits équivalents d'une capacité MOS

En se basant sur la figure 1.19 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].

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

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu quelques types et topologies de base d'oscillateurs répandus 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.

CHAPITRE 2

ETUDE DE VCO-LC

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous rappelons les principes fondamentaux de la conception d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO) de type LC, entièrement intégré en technologie CMOS 0.18 μm . L'objectif est de maîtriser les principes physiques et électriques qui régissent le fonctionnement du VCO LC, ainsi que les éléments constitutifs essentiels à sa réalisation. Le VCO étudié ici est destiné à fonctionner autour de 2.4 GHz.

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 à 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].

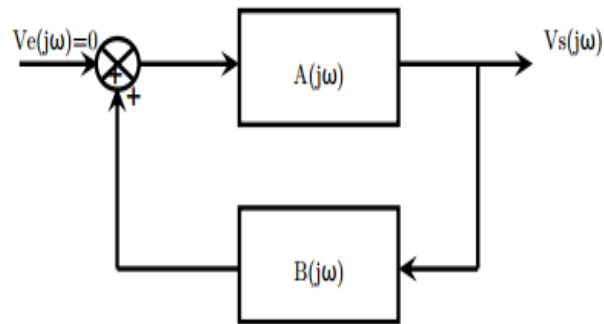


Figure 2.1. Synoptique du Power VCO en tant qu'oscillateur [11]

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 $A(j\omega) \cdot B(j\omega) = 1$, 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.

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

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

$$\text{Arg}[A(j\omega)] + \arg[B(j\omega)] = [0 - 2k\pi] \quad (2.3)$$

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 décompensation 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 la 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.

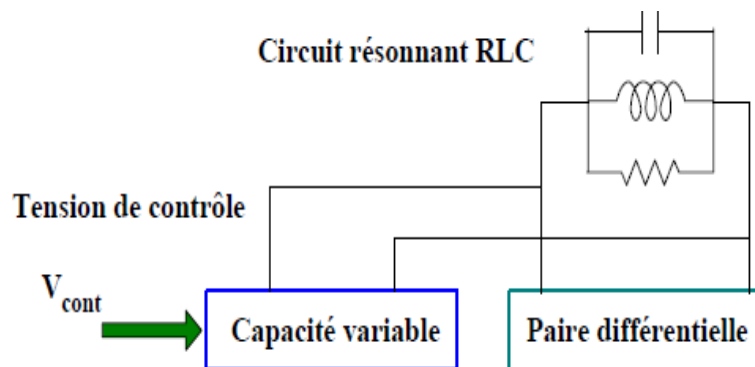


Figure 2.2. Structure de VCO_LC

2.4 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 . 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 2.3).

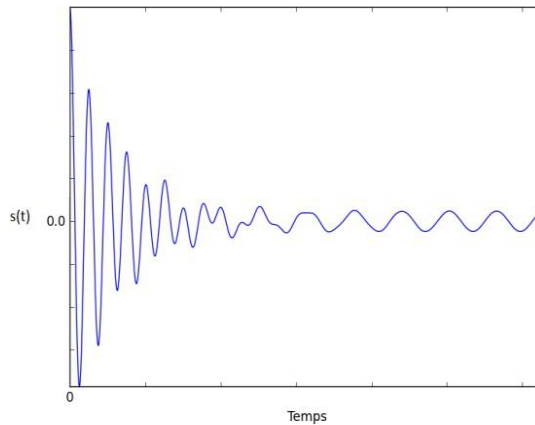


Figure 2.3. Signal de sortie de circuit RLC parallèle

2.5 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.

2.6 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 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. 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 2.4 montre une topologie du modèle de résistance négative [1].

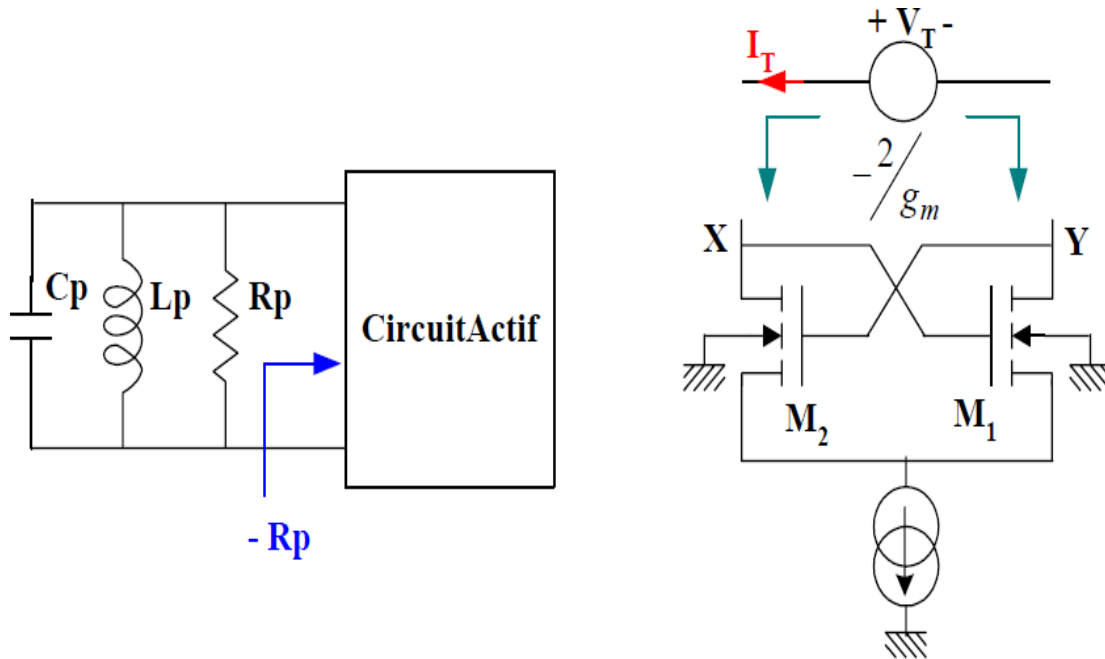


Figure 2.4. Modèle de résistance négative d'un oscillateur LC [1]

Le circuit actif peut fournir la résistance négative exigée dans le modèle de résistance négative. Dans l'oscillateur LC, les transistors interconnectés peuvent être modélisés par le circuit équivalent de petit signal présenté dans la figure 2.5.

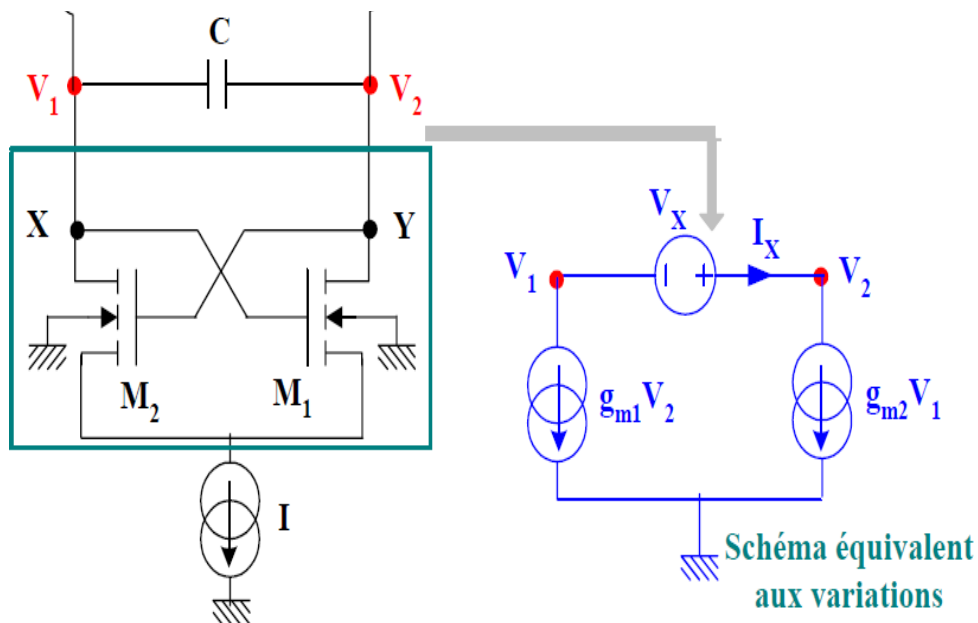


Figure 2.5. Résistance négative fournit par les transistors de l'oscillateur LC [1]

2.7 Théorie de la résistance négative

2.7.1 Résistance équivalente parallèle du résonateur

Le résonateur LC peut être modélisé comme un circuit RLC parallèle :

$$Z_{LC}(j\omega) = \left(\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_p} \right)^{-1} \quad (2.4)$$

La résistance R_p représente les pertes ohmiques (métallisation, substrat, ESR des composants). Pour que le circuit oscille, ces pertes doivent être compensées.

2.7.2 Génération de conductance négative

Une paire différentielle active peut, dans certaines conditions, présenter une résistance équivalente négative à sa sortie. Cette propriété est exploitée ici pour compenser R_p .

À des fréquences basses et moyennes, en polarisation symétrique, la conductance différentielle d'une paire active peut être approximée par :

$$G_{\text{diff}} \approx -\frac{g_m^2 R_L}{2} \quad (2.5)$$

- g_m : transconductance des transistors
- R_L : impédance de charge (ici la charge vue à travers le résonateur)

Le signe négatif reflète la **rétroaction positive** présente dans ce type de topologie.

2.7.3 Stabilité et sécurité d'oscillation

En pratique, on ne cherche pas à compenser exactement R_p , mais à créer une résistance négative **légèrement inférieure** en module à R_p , pour garantir que les oscillations démarrent même en présence de variations de température ou de technologie :

$$|R_{\text{neg}}| < R_p \Rightarrow G_{\text{neg}} > \frac{1}{R_p} \quad (2.6)$$

2.7.4 Rôle du varactor (contrôle de fréquence)

Le varactor, modélisé par une diode à capacité variable, permet d'ajuster dynamiquement la fréquence d'oscillation :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_{var})}} \quad (2.8)$$

Lorsque la tension de contrôle diminue, la capacité du varactor augmente entraînant la diminution de la fréquence d'oscillation. Ainsi, on obtient un **VCO** intégré ajustable en fréquence.

2.7.5 MOS Varactor

Le facteur de qualité d'un varactor à jonction pn (diode) est inférieur à celui d'un MOS varactor. Il est donc intéressant d'étudier le comportement de MOS varactor dans tout procédé CMOS.

La figure 2.6 présente la coupe transversale et la caractéristique de capacité avec la tension de commande de MOS varactor, où la tension de commande est $V_{G_D\&S} = V_G - V_{D\&S}$.

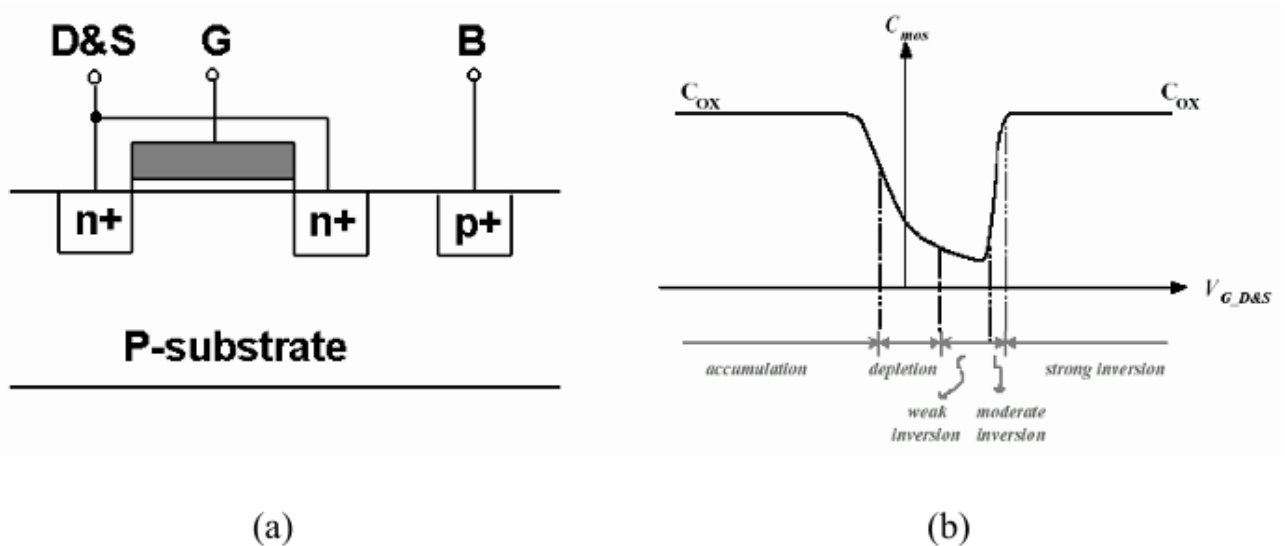


Figure 2.6. Variateur NMOS (a) vue en coupe (b) caractéristique de capacité

2.8 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.

2.8.1 Plage d'accord

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

2.8.2 Le bruit de phase

Le bruit de phase est un phénomène inévitable dans les oscillateurs (Figure 2.7). Dans cette section, nous allons rappeler quelques définitions et montrer différents travaux effectués pour tenter de l'estimer.

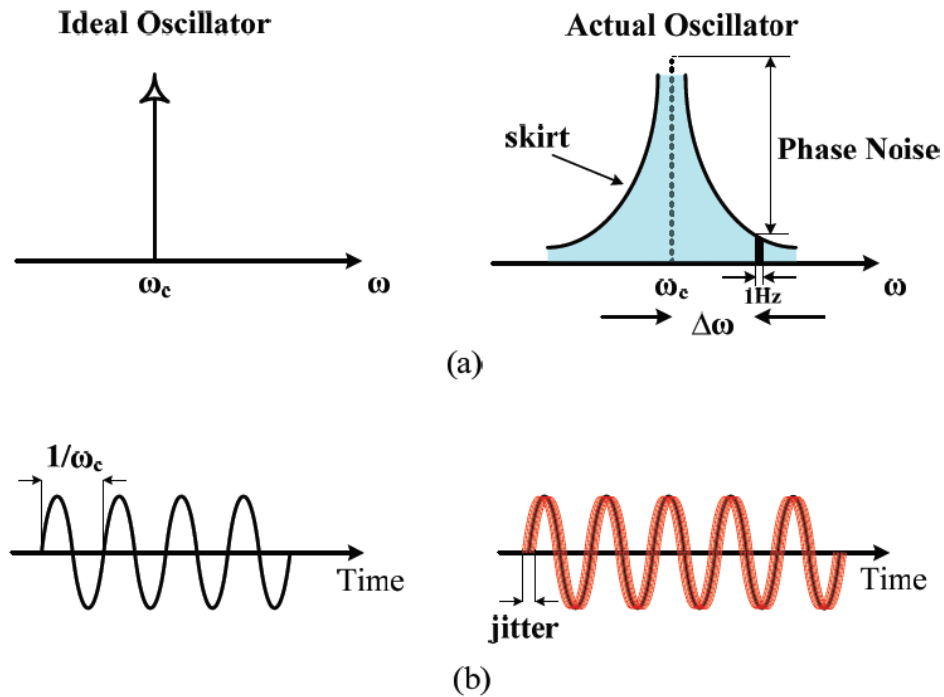


Figure 2.7 Spectre de sortie d'un oscillateur, (a) idéal, (b) réel

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

$$V(t) = V_0 \cos (w_0 t + \Delta\varphi(t)' + \varphi_0) \quad (2.9)$$

$\Delta\varphi(t)'$ est une quantité aléatoire représentant la variation de la phase $w_0 t$ de l'oscillateur et

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].

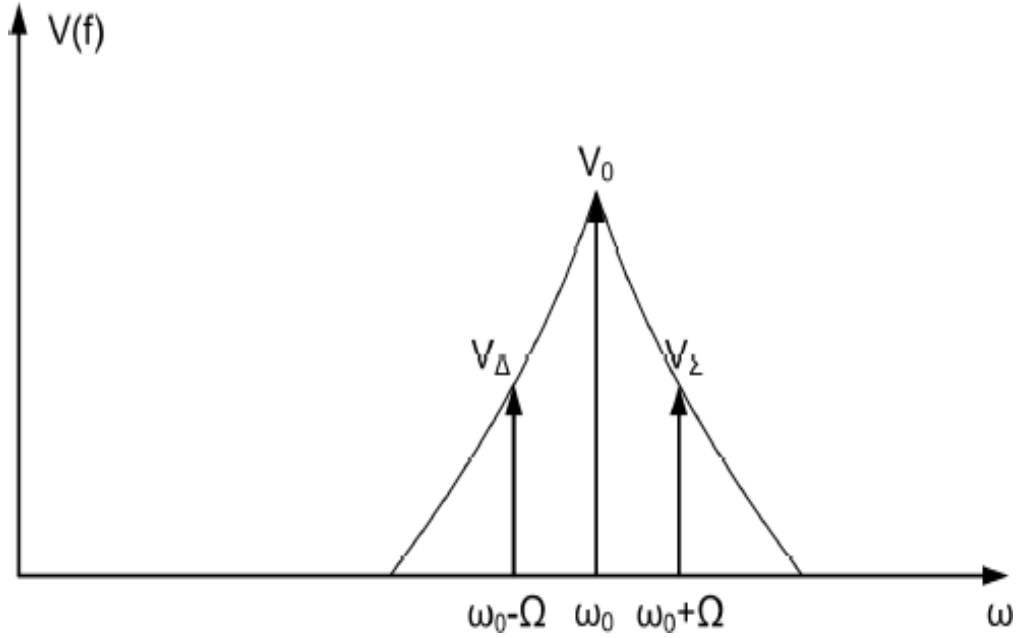


Figure 2.8. Spectre de l'oscillateur bruité

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

$$S_{\Delta\varphi}(\Omega) = \frac{|\overline{V_\Delta}|^2 + |\overline{V_\Sigma}|^2 - 2\Re(\overline{V_\Delta V_\Sigma} e^{-2j\varphi_0})}{V_0^2} \quad (2.10)$$

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. L'expression de l'unité du bruit de phase est définie de la façon suivante :

$$n(f)_{(dBc/Hz)} = S_{\Delta\varphi}(f)_{(dBrad^2/Hz)} - 3dB \quad (2.11)$$

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.

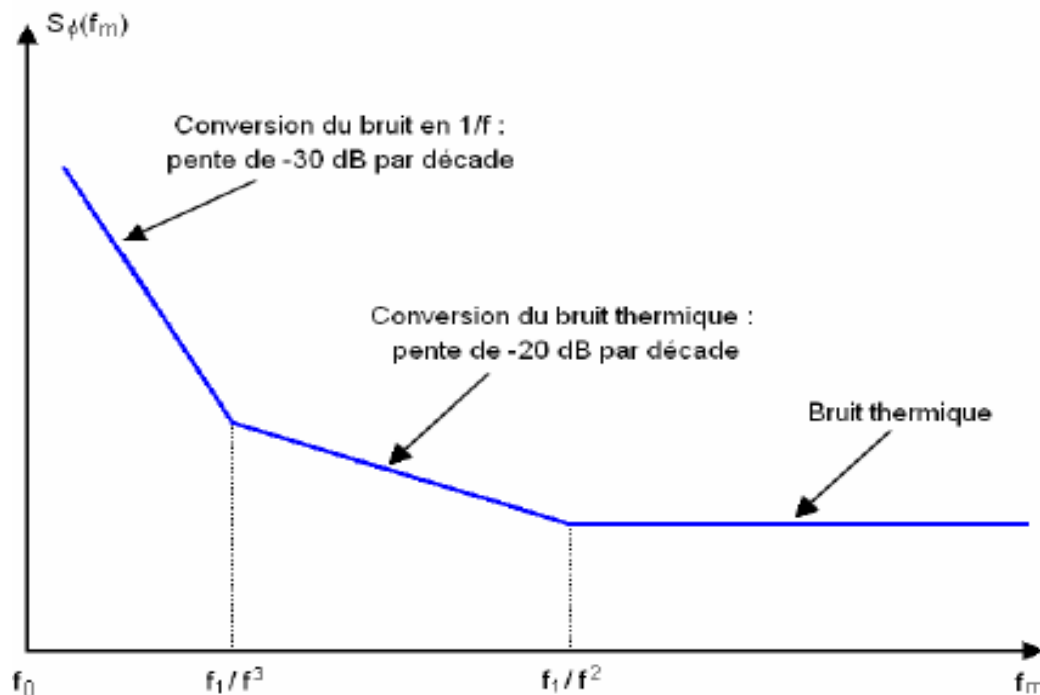


Figure 2.9. Décomposition du spectre de bruit de phase d'un oscillateur

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 de basse fréquence. Il se produit une conversion du bruit présent aux basses fréquences et autour des 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 sa contribution est importante [10].

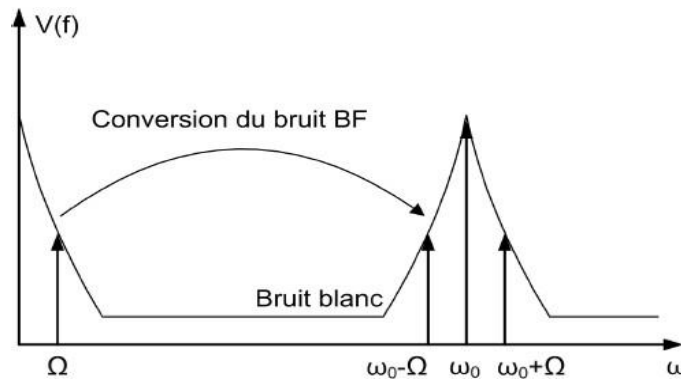


Figure 2.10. Contributions au bruit de phase [10]

2.9 Conclusion

Un oscillateur est un circuit générant un signal périodique à une fréquence constante ou variable. L'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 (une paire différentielle). Un faible bruit de phase ainsi qu'une consommation de puissance relativement faible sont les principaux avantages de VCO-LC. En revanche, avec la présence de l'inductance MOS, la surface large de ce circuit sur silicium reste le principal inconvénient. Malgré cet inconvénient, l'oscillateur LC demeure le plus utilisé dans les applications de radiocommunication du fait de leur faible bruit de phase.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DE VCO-LC

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 μ m. La fréquence de travail ciblée est 2.4 GHz. Cette fréquence est largement utilisée dans les réseaux de communication sans-fil. 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 important 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 désirées 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

Pour la simulation de VCO LC intégré nous avons utilisé la technologie CMOS 0.18 μ m de TSMC, d'où le design kit (Librairie) de cette technologie a été installé sur le logiciel de simulation des systèmes électronique ADS (Advanced Design System 2009) comme l'indique la figure 3.1.

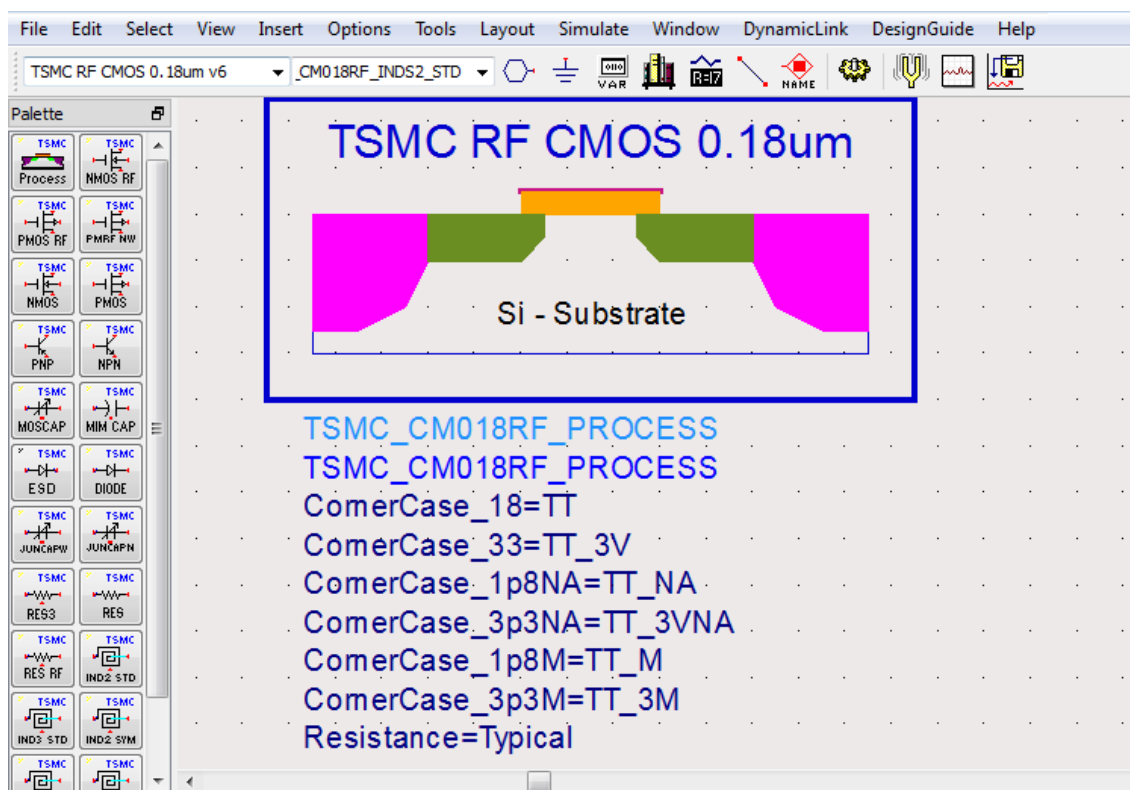


Figure. 3.1. Installation du design Kit TSMC RF CMOS 0.18 μ m sur le logiciel ADS

3.2.1 Dimensionnement de l'inductance L_{MOS}

L'inductance en spirale (L_{MOS}) illustrée dans la figure 3.2 peut être dimensionnée par simulation en appliquant sur ses points d'entrée/sortie deux ports 50Ω utilisés pour simuler les paramètres de répartition (S_{ij}) d'un quadripôle. D'après le schéma électrique de l'inductance en spirale présentée dans la figure 1.15(b), la simulation de l'admittance Y_{12} (ou Y_{21} car l'inductance est symétrique) a permis d'obtenir la résistance parallèle R_p ainsi que l'inductance parallèle L_p de l'inductance L_{MOS} (Figure 3.3). Le dimensionnement de l'inductance en spirale se fait par l'ajustement des paramètres illustrés dans la figure 1.15 (a) à savoir le rayon interne, le nombre de tour et la largeur du ruban formant l'inductance.

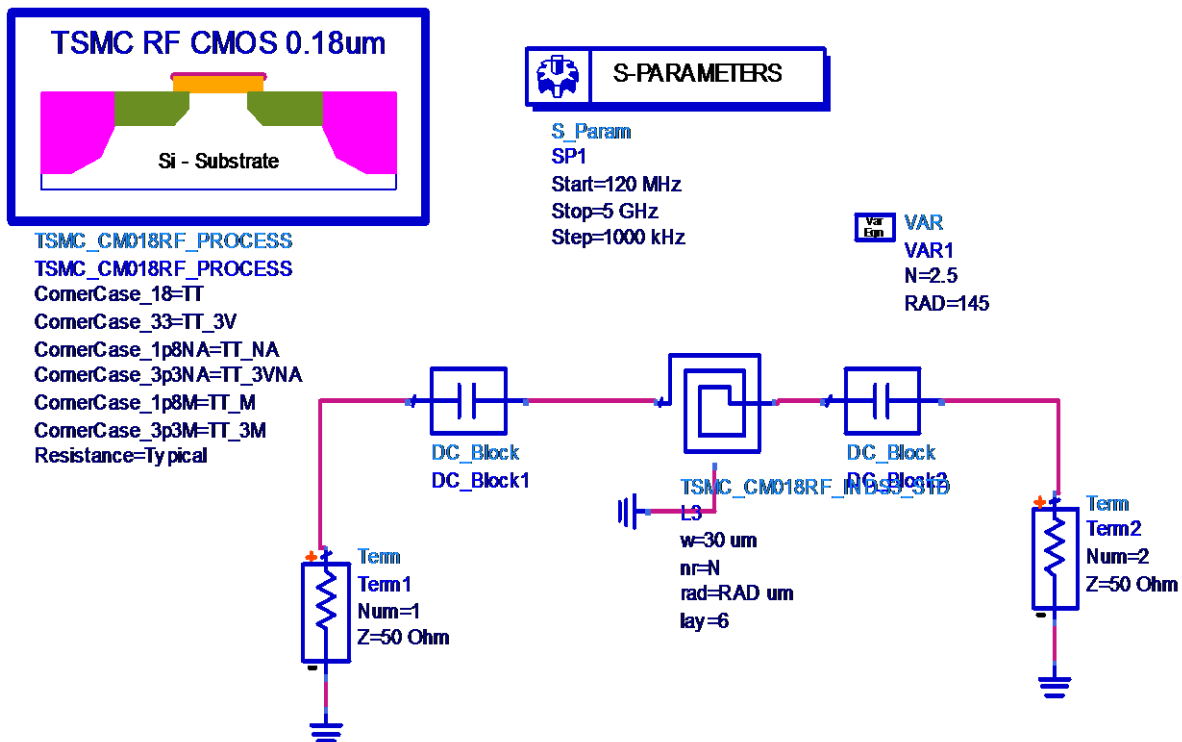


Figure 3.2. L'inductance en technologie CMOS 0.18 μm

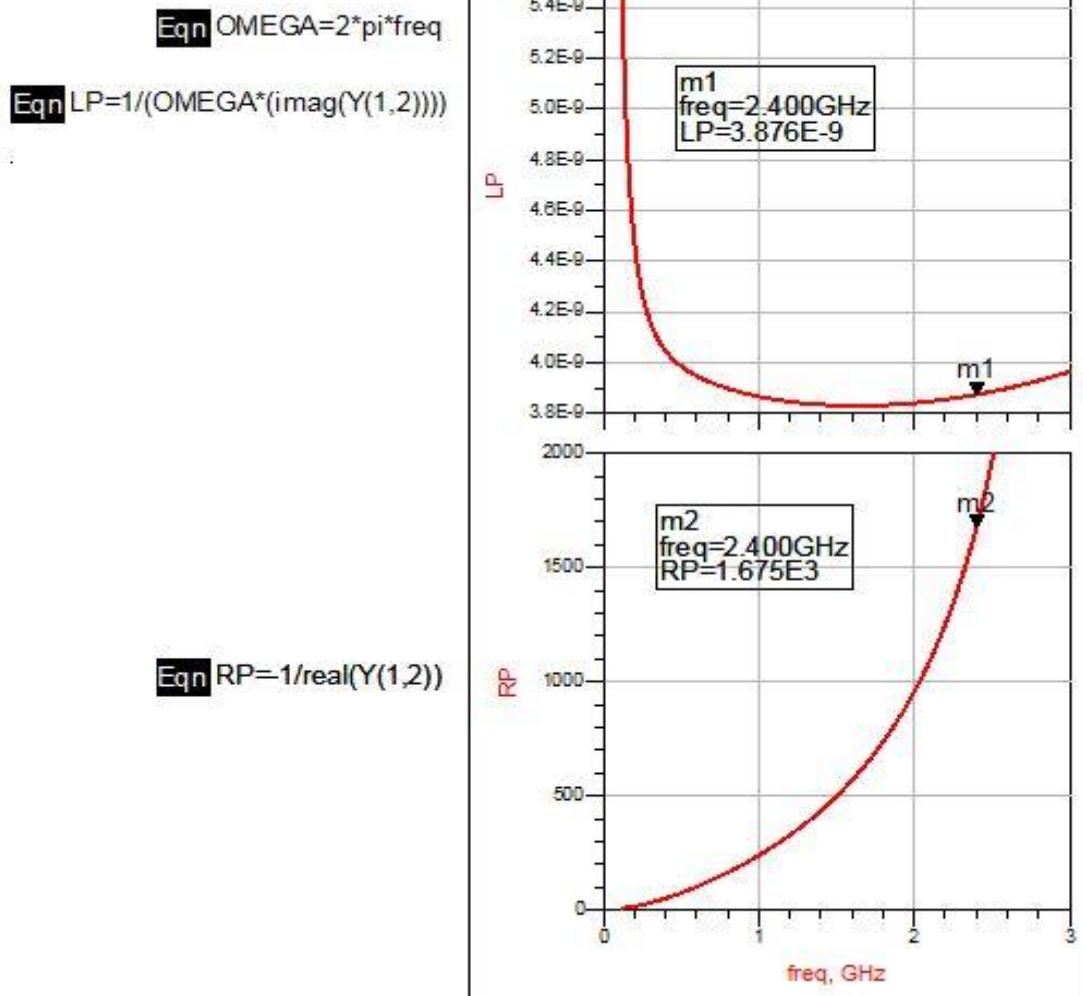


Figure 3.3. Valeurs de l'inductance CMOS et de sa résistance parasite parallèle

Eqn $Q_p = R_p / (L_p * \text{OMEGA})$

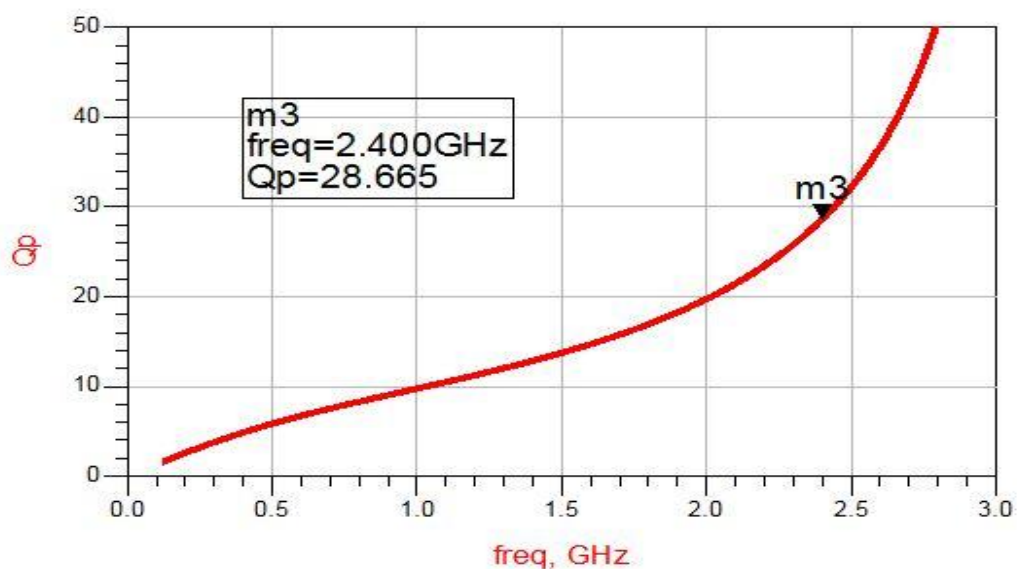


Figure 3.4. Facteur de qualité

Le résonateur utilisé dans notre cas est présenté dans la figure 3.5, il s'agit d'une capacité en parallèle pour résonner L_p à la fréquence de travail $f=2.4$ GHz avec $C = 1/L_p\omega^2$.

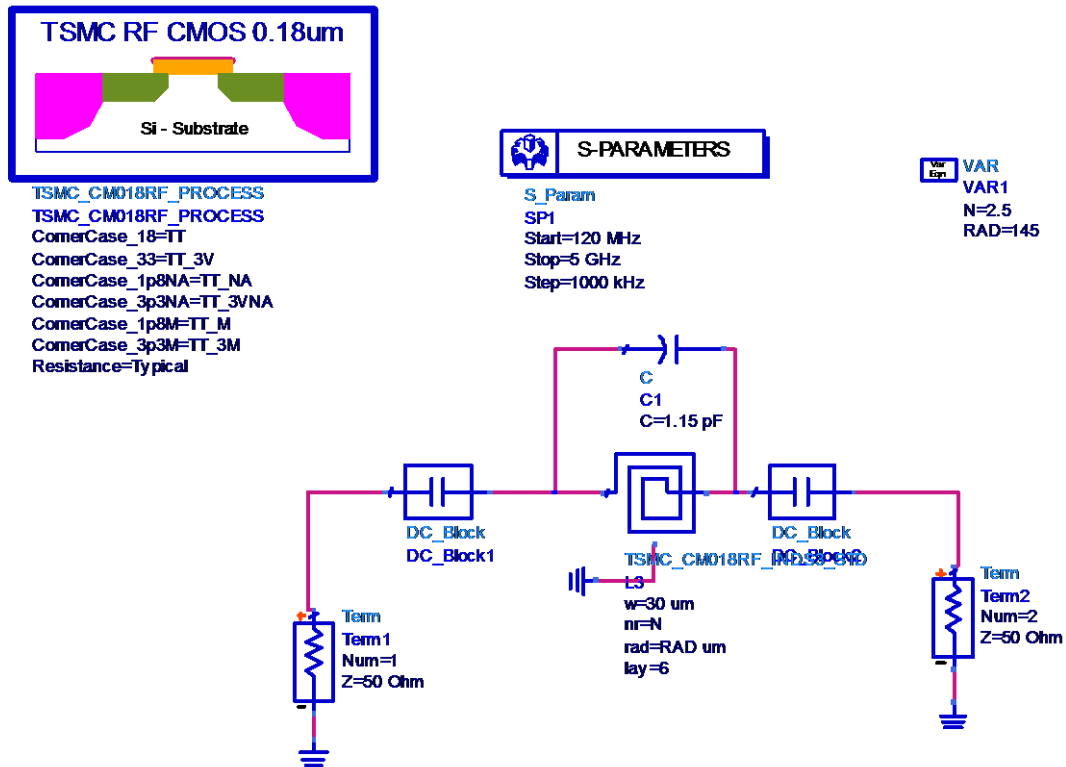


Figure 3.5. Résonateur LC

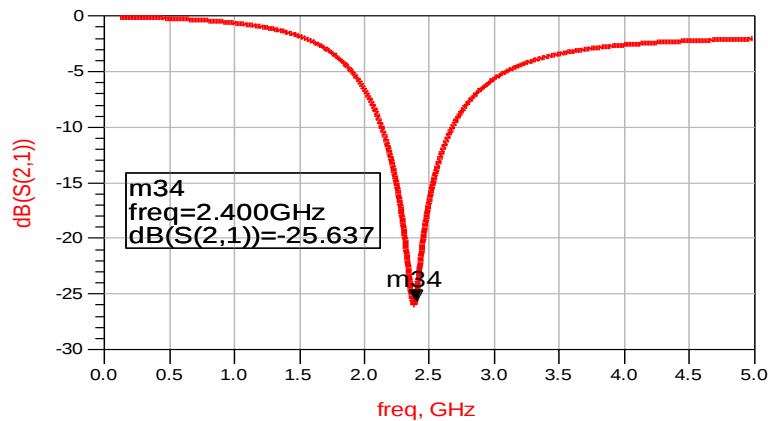


Figure 3.6. Réponse de circuit résonnant LC

3.2.2 Dimensionnement des paires différentielles NMOS et PMOS

Pour assurer une oscillation non amortie pour le VCO LC on doit placer en parallèle l'inductance L_p et sa résistance parallèle $R_p(L)$ une paire différentielle à base de transistors NMOS dont la valeur absolue de sa résistance $|R_{p_NMOS}| < R_p(L)$.

3.2.3 TRANSISTOR NMOS

La figure 3.7, illustre la configuration utilisée pour dimensionner la paire différentielle à base de transistors NMOS. La capacité (C_{p_nmos}) et la résistance (R_{p_nmos}) parallèles de ce circuit sont présentées dans la figure 3.8 (a) et la figure 3.8 (b) respectivement.

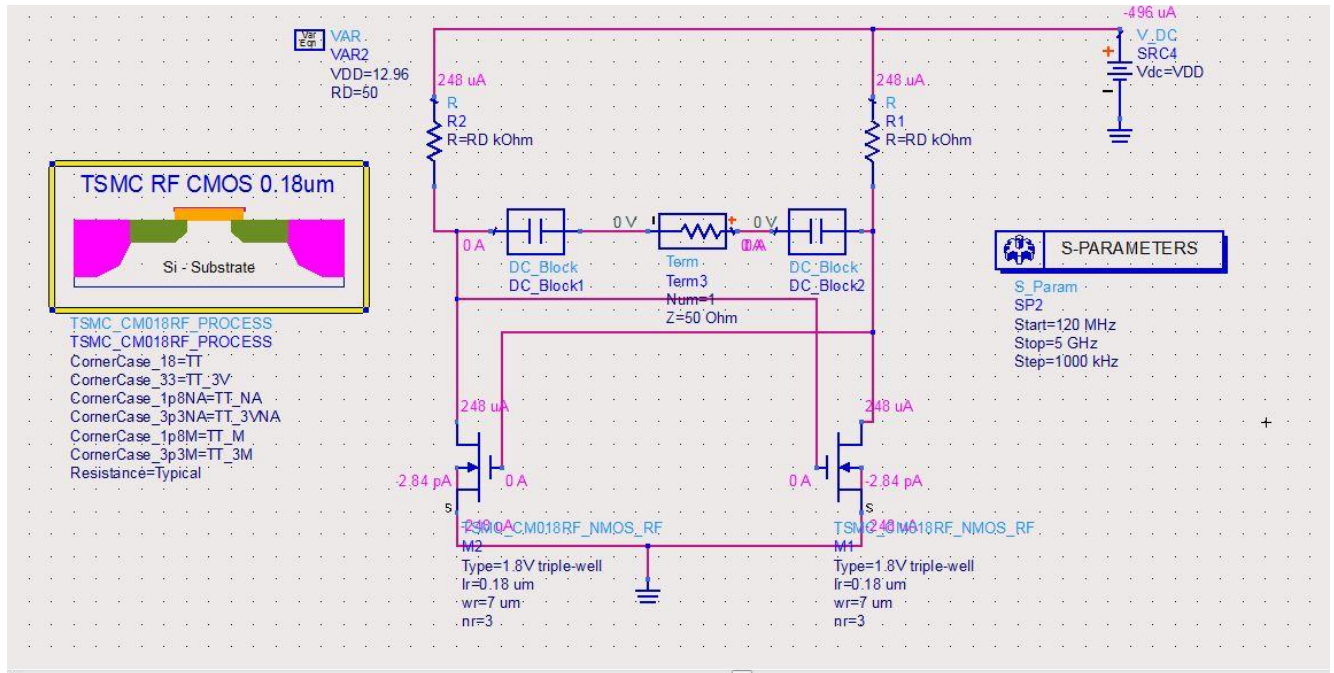
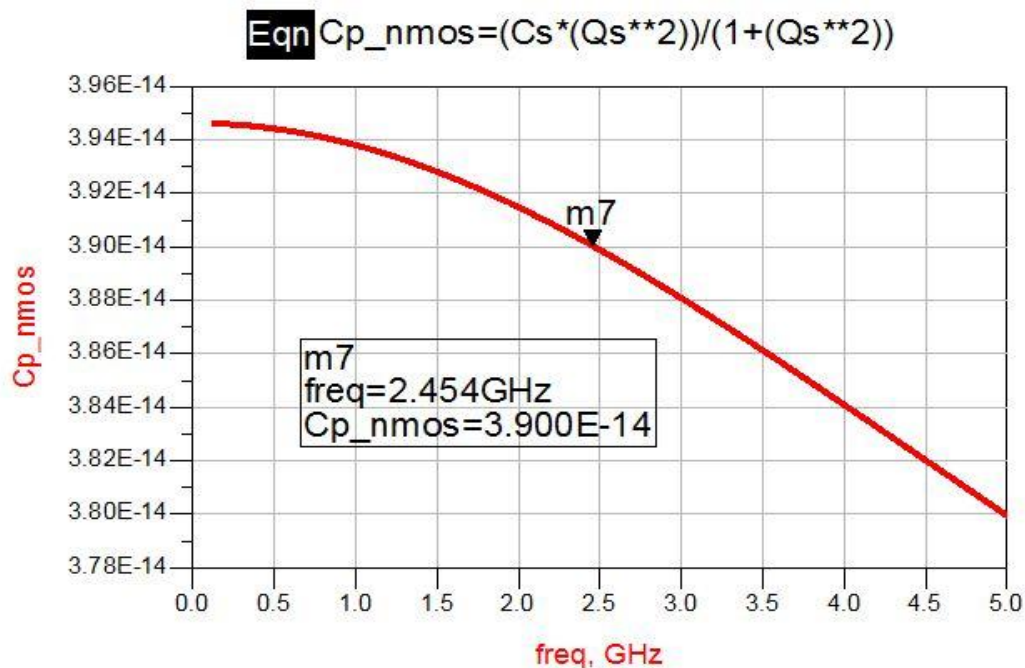


Figure 3.7 Circuit de dimensionnement de la paire différentielle à base des transistors NMOS



(a)

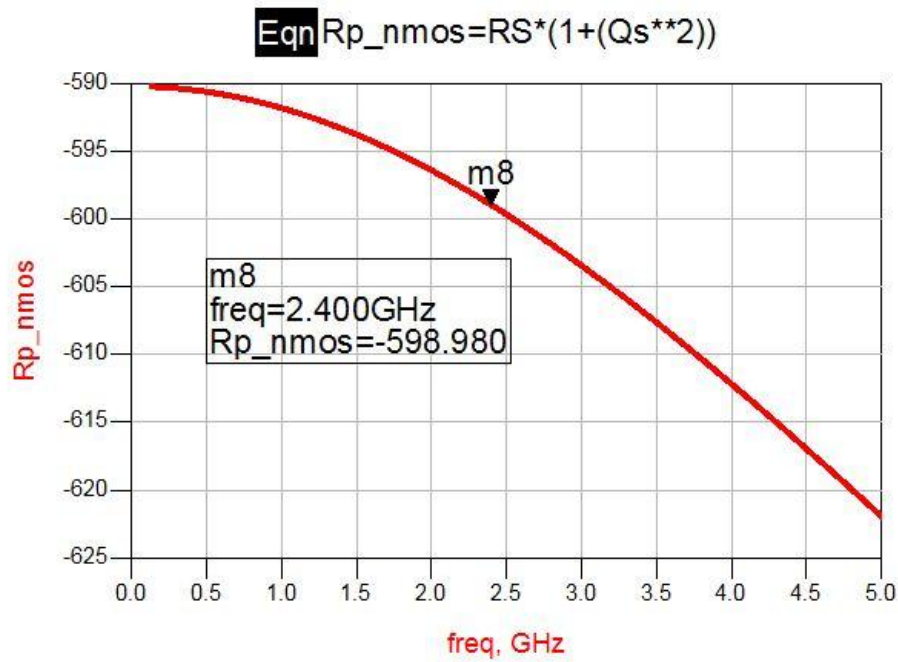


Figure 3.8 Valeurs de Cp_nmos et Rp_nmos de la paire différentielle à base des NMOS

Avec : $R_s = \text{réel}(Z_{11})$, $C_s = 1/(\omega^2 \times \text{imag}(Z_{11}))$ et $Q_s = 1/(R_s C_s \omega)$

Il est à noter que la tension appliquée sur le drain des deux transistors NMOS $V_D = 0.56$ V, cette valeur est choisie afin de réduire la consommation de VCO LC dont le courant $I_D = 248 \mu A$ (Figure 3.6). De la même manière la paire différentielle en PMOS est dimensionnée (Figure 3.9). Les résultats de simulation Rp_pmos et de Cp_pmos sont illustrés dans la figure 3.10

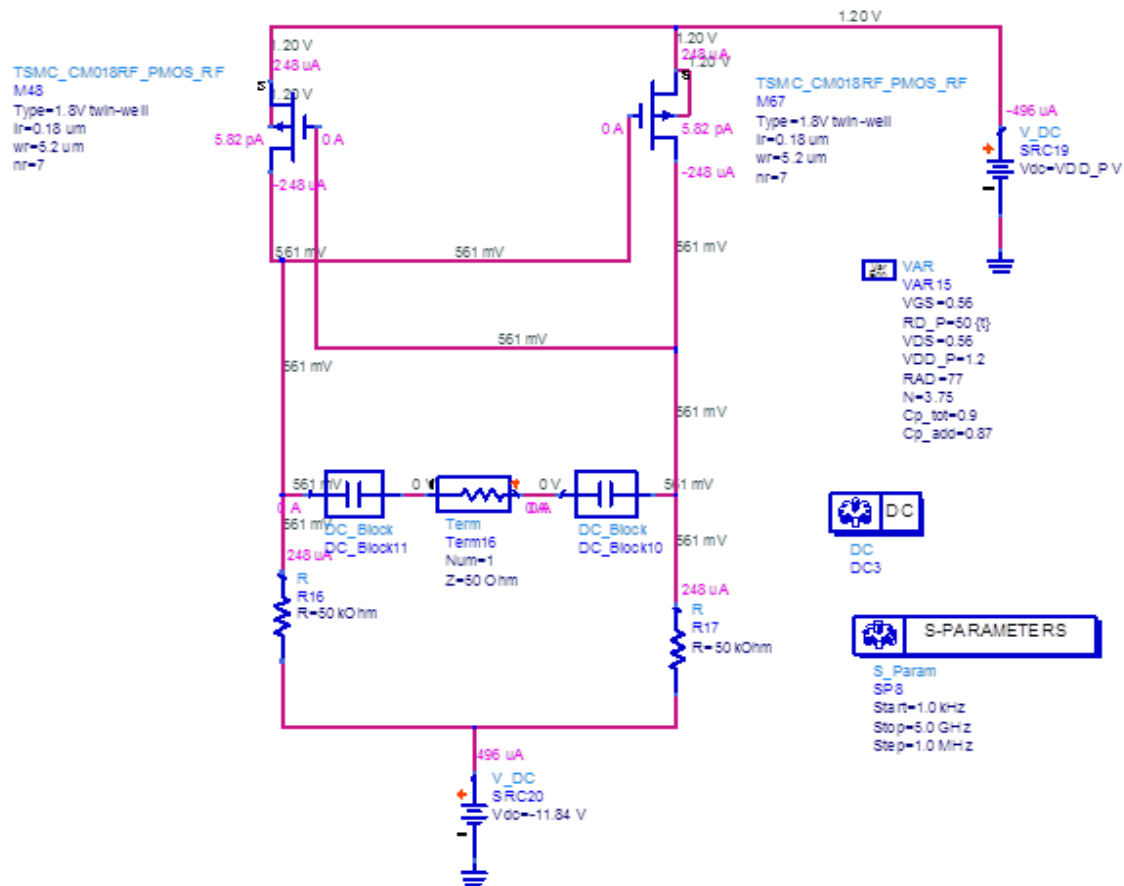


Figure 3.9 Circuit de dimensionnement de la paire différentielle à base des transistors PMOS

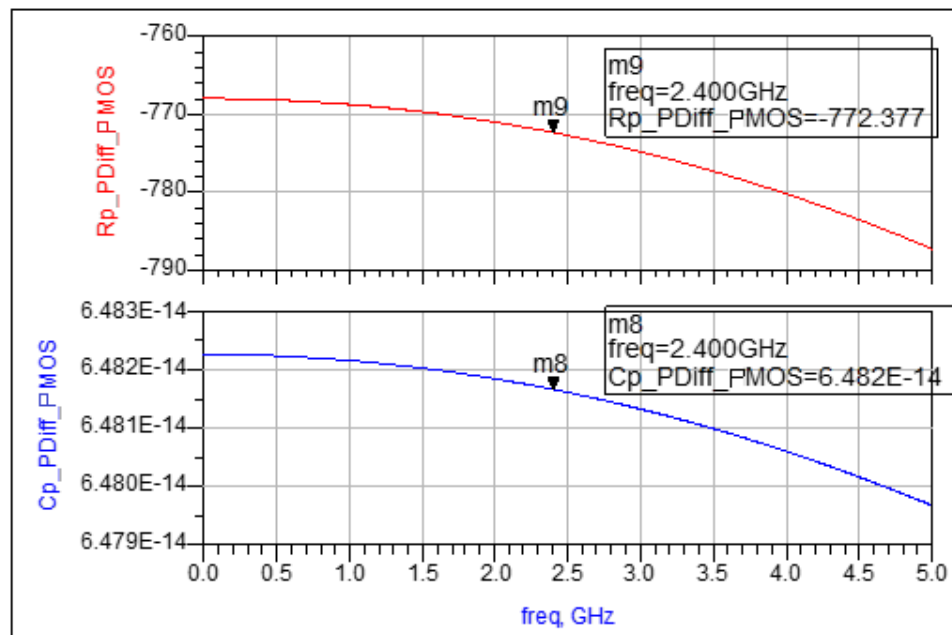
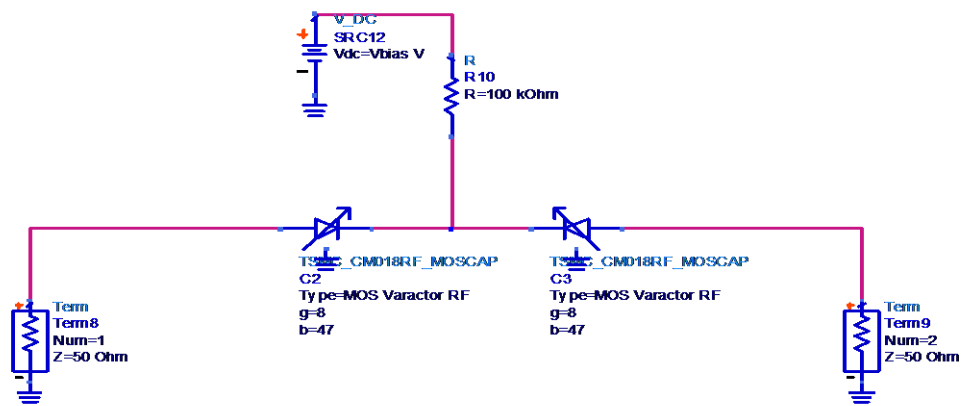


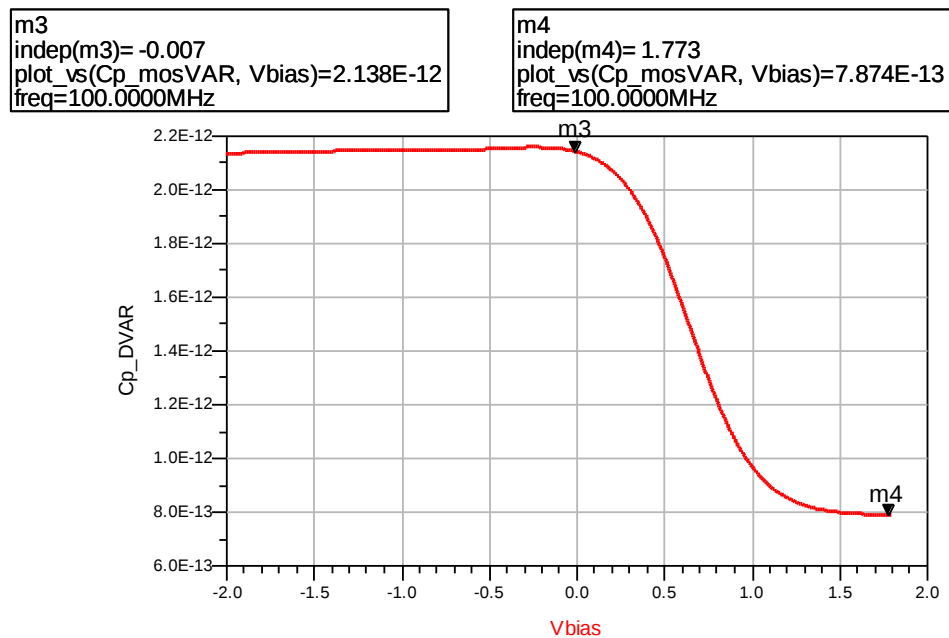
Figure 3.10 Valeurs de C_{p_pmos} et de R_{p_pmos}

3.3 Variation de la Capacité

Pour déterminer la plage de variation de la capacité de la diode varactor et celle de la MOS varactor, nous avons utilisé les montages illustrés dans les figure 3.11(a) et 3.12(a) respectivement, dont les résultats de l'évolution des capacités variables des deux montages en fonction de la tension de control (V_{bias}), illustrés dans les figures 3.11(b) et 3.12(b), montrent une variations relativement large des capacités variables assurant un intervalle suffisant pour balayer les fréquences ciblées dans cette conception à savoir 1.9 GHz, 2.1 GHz et 2.4 GHz .

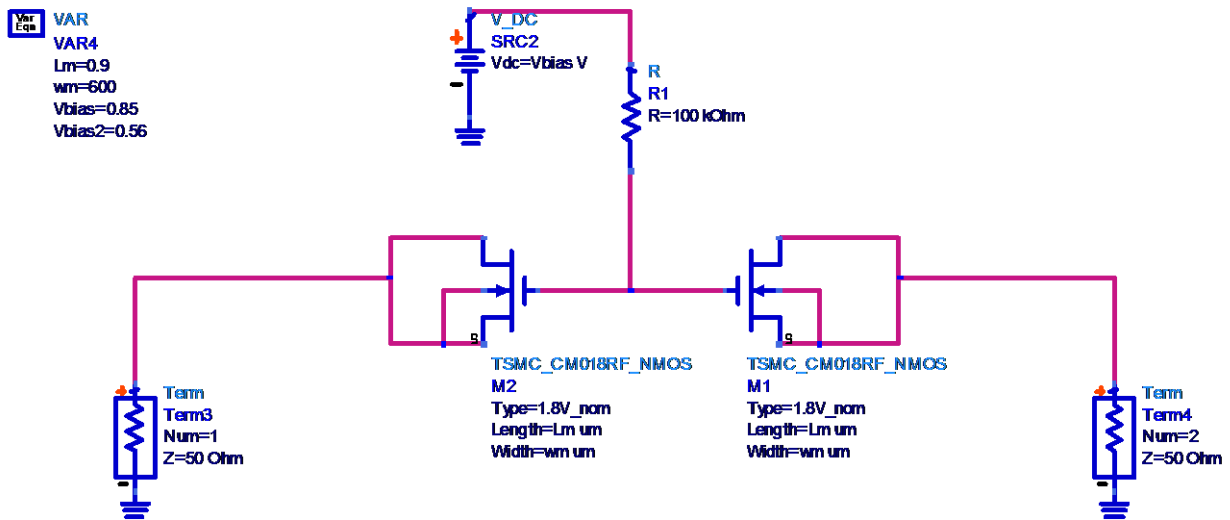


(a)



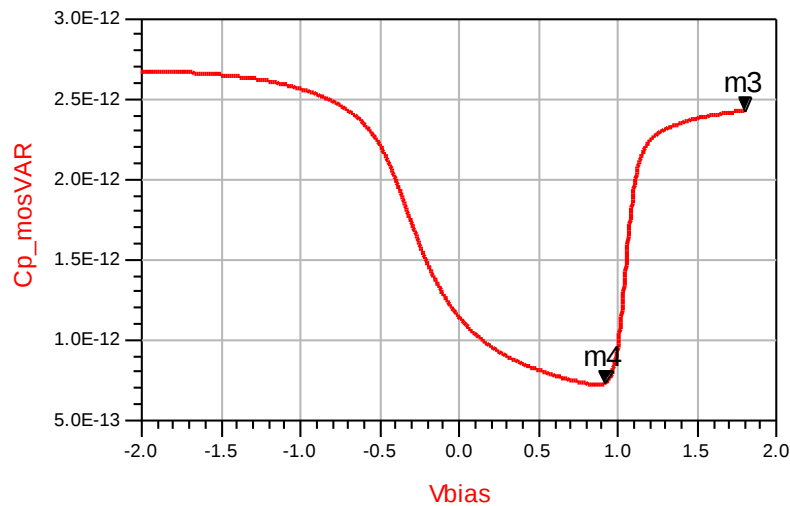
(b)

Figure 3.11. (a) Circuit de dimensionnement de la diode varactor, (b) variation de la capacité C_{p_DVAR} de la diode varactor en fonction de la tension de contrôlée



(a)

m3 indep(m3)=1.800 plot_vs(Cp_mosVAR, Vbias)=2.422E-12 freq=100.0000MHz	m4 indep(m4)=0.921 plot_vs(Cp_mosVAR, Vbias)=7.226E-13 freq=100.0000MHz
--	--



(b)

Figure 3.12. (a) Circuit de dimensionnement de MOS varactor, (b) variation de la capacité C_{p_mosVAR} de la MOS varactor en fonction de la tension de contrôlée

3.4 VCOs LC complets

Les montages complets des deux VCOs LC accordables en fréquence à base des MOS varactors et diodes varactors sont illustrés dans les figures 3.13 et 3.14.

Les résultats de simulation dans le domaine temporelles des tensions de sorties et des courants des VCOS LC montrent des formes sinusoïdales du signal en fonction du temps (figures 3.15 et 3.16, 3.17, 3.18). On peut noter que ces formes sinusoïdales ont été réalisées confirmant ainsi la pureté spectrale observée sur les figures 3.19 et 3.20.

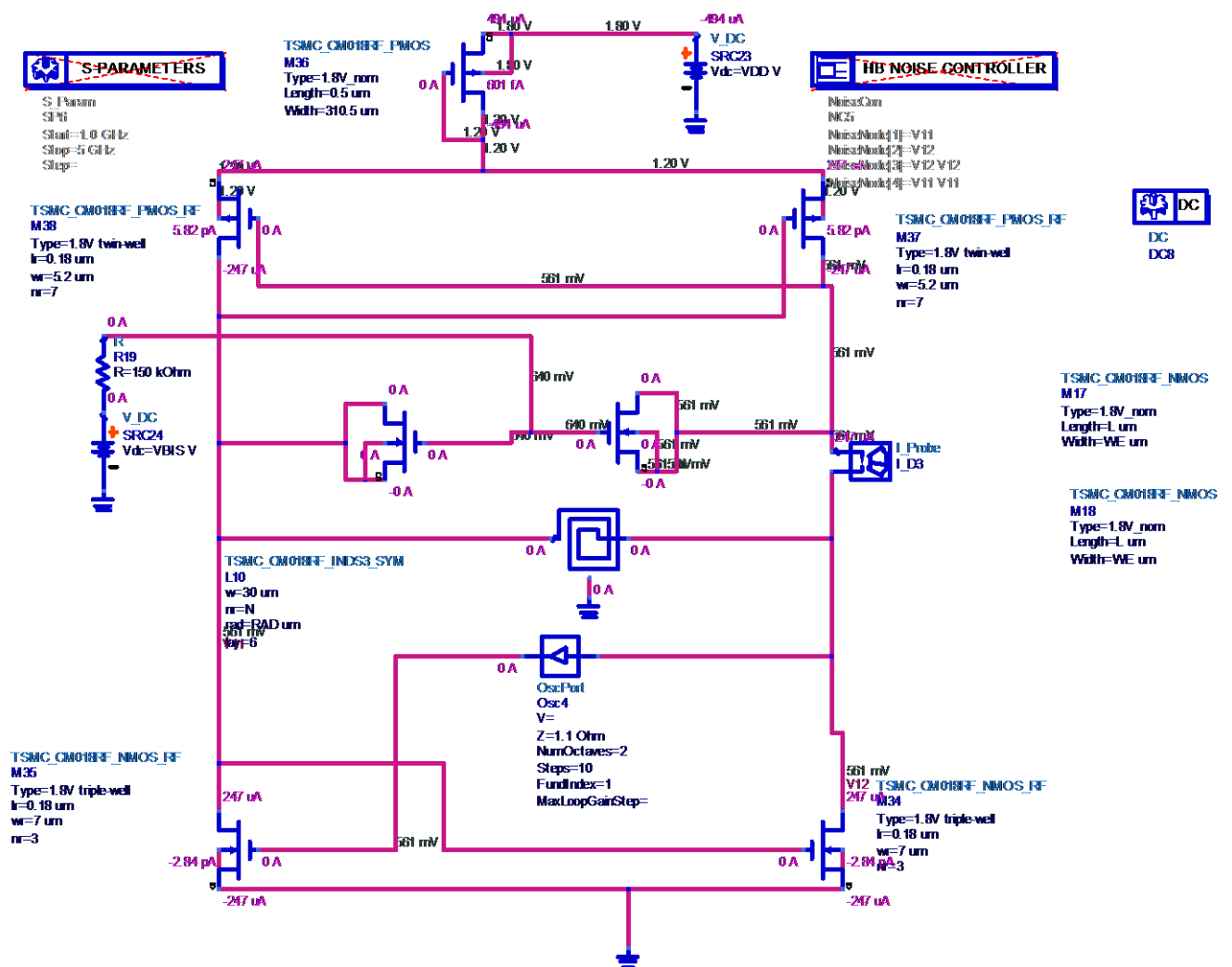


Figure 3.13. Setup de simulation du circuit VCO-LC à base de MOS varactors

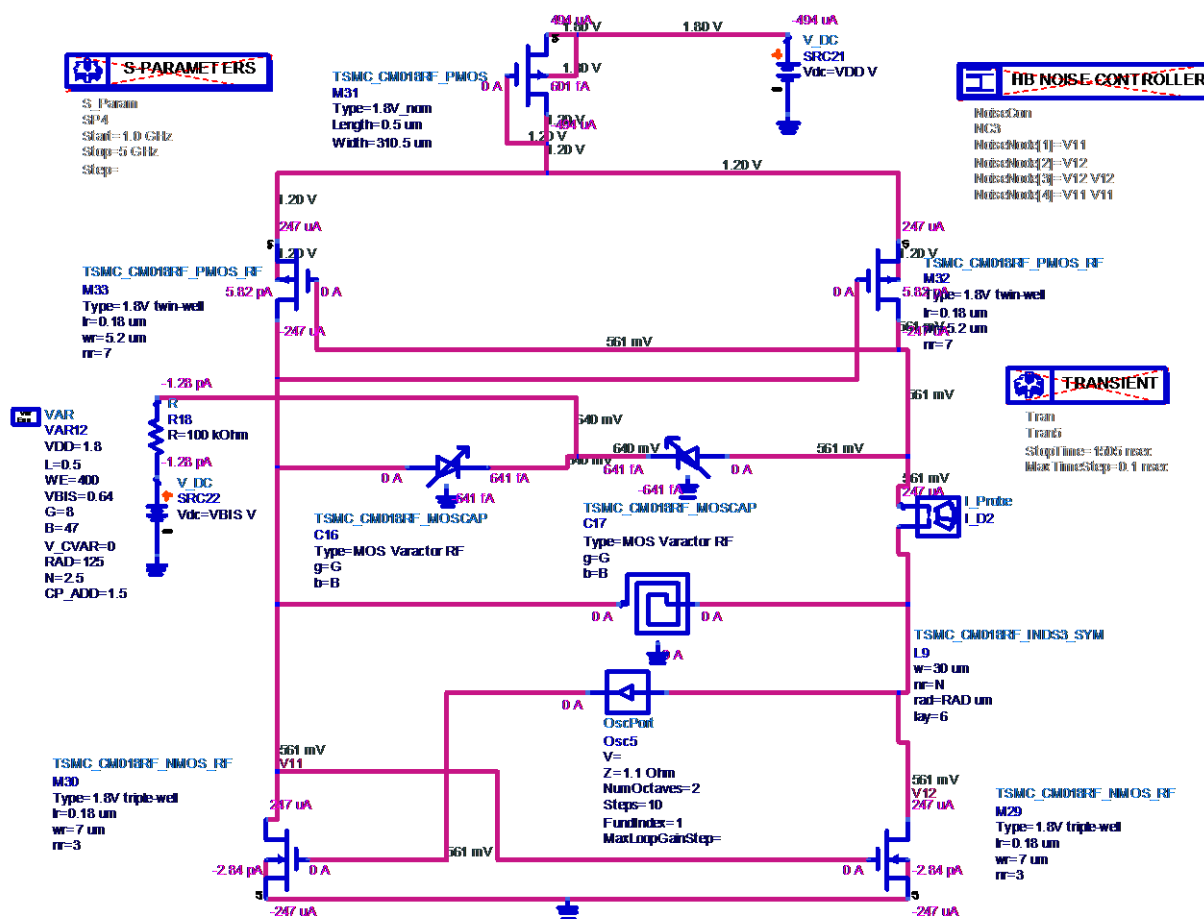


Figure 3.14. Setup de simulation du circuit VCO à base des diodes varactors

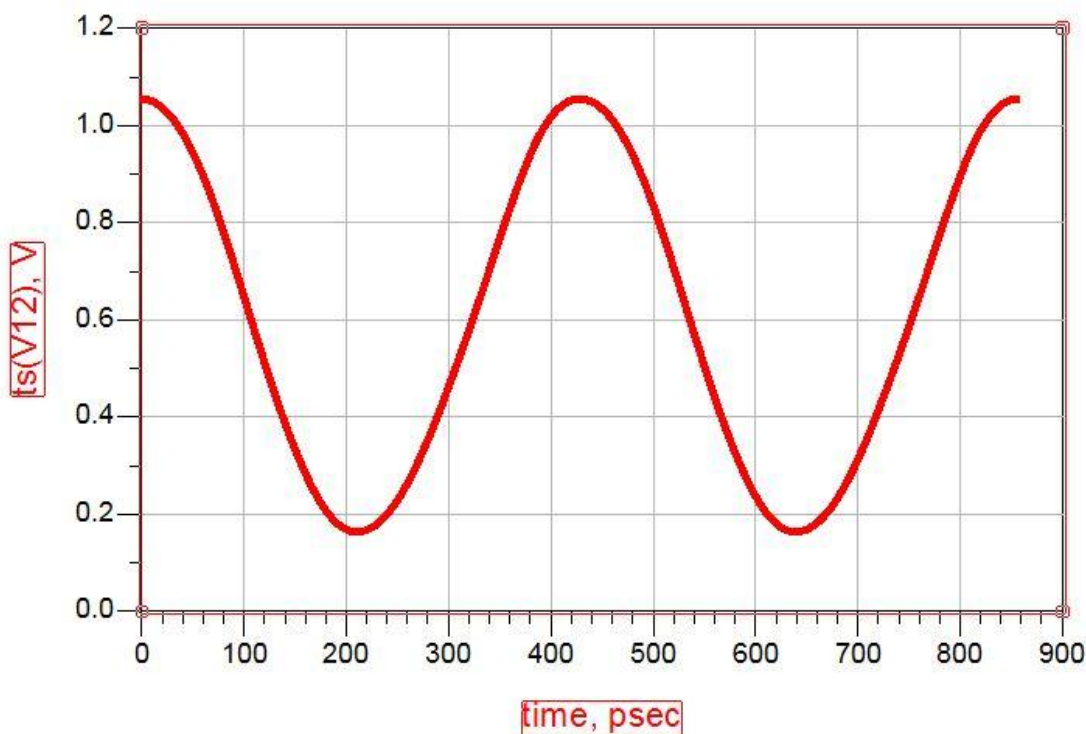


Figure 3.15. Forme d'onde de sortie du VCO-LC à base des MOS varactors

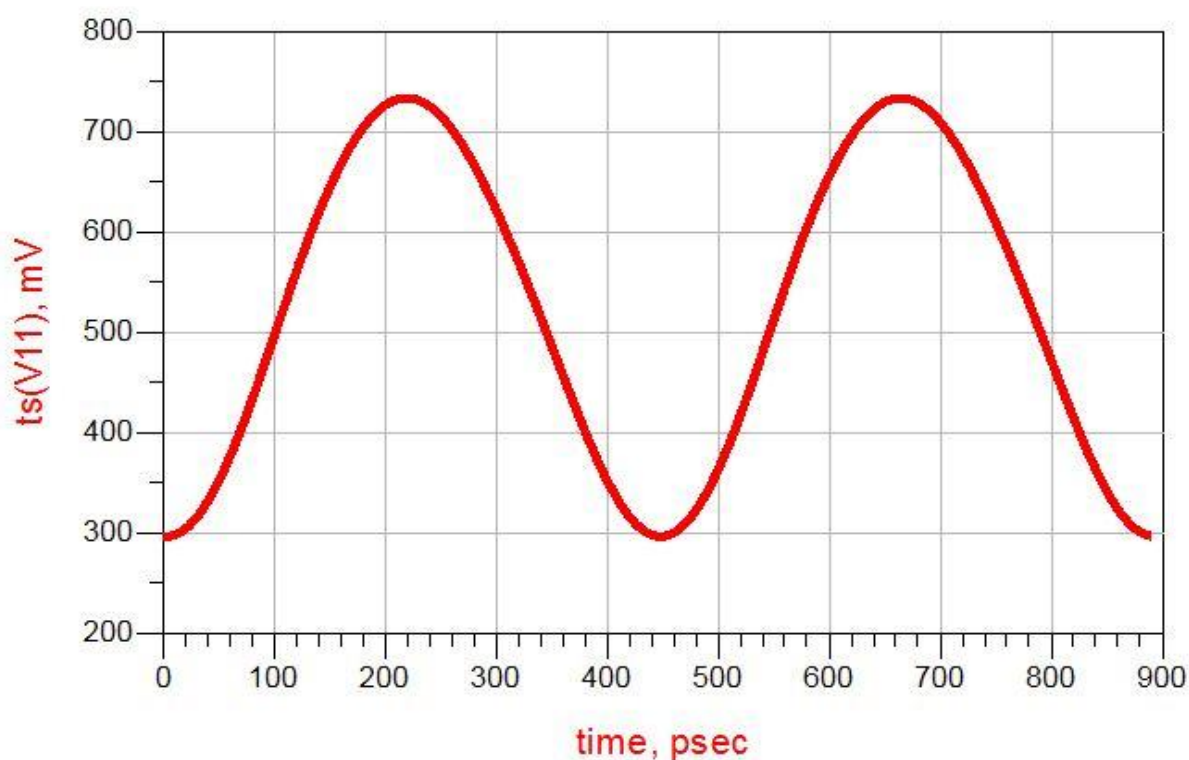


Figure 3.16. Forme d'onde de sortie du VCO-LC à base des diodes varactors à la fréquence 2.4 GHz

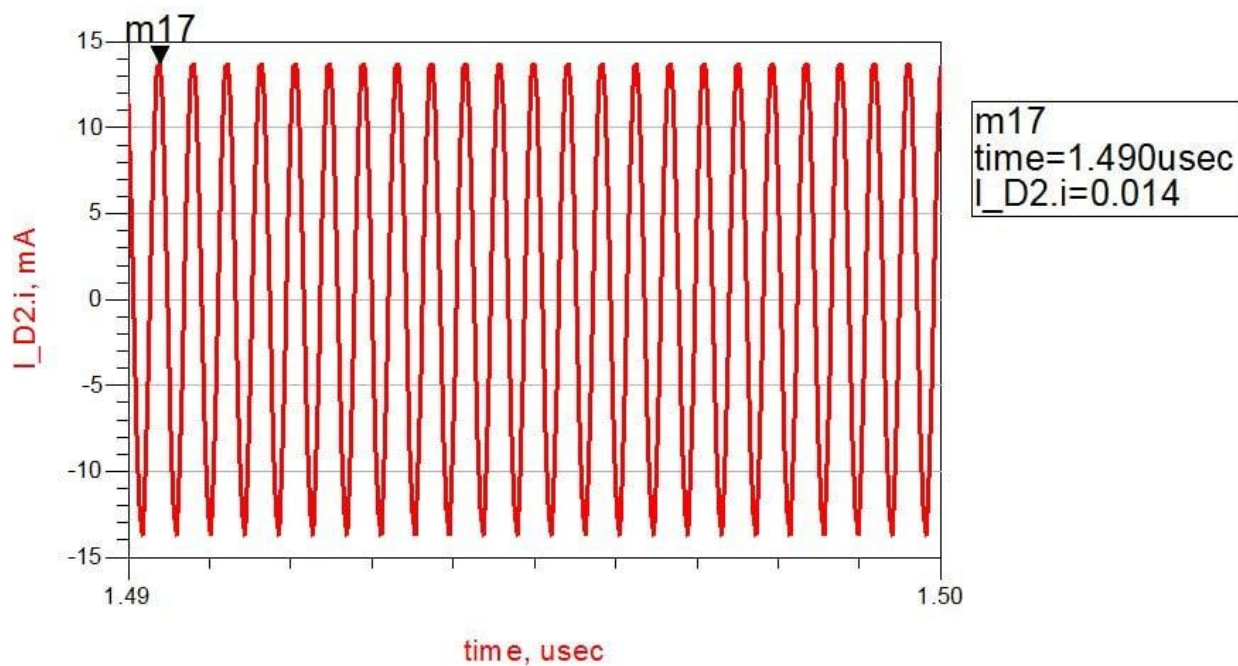


Figure 3.17. Courant du VCO-LC à base des diodes varactors

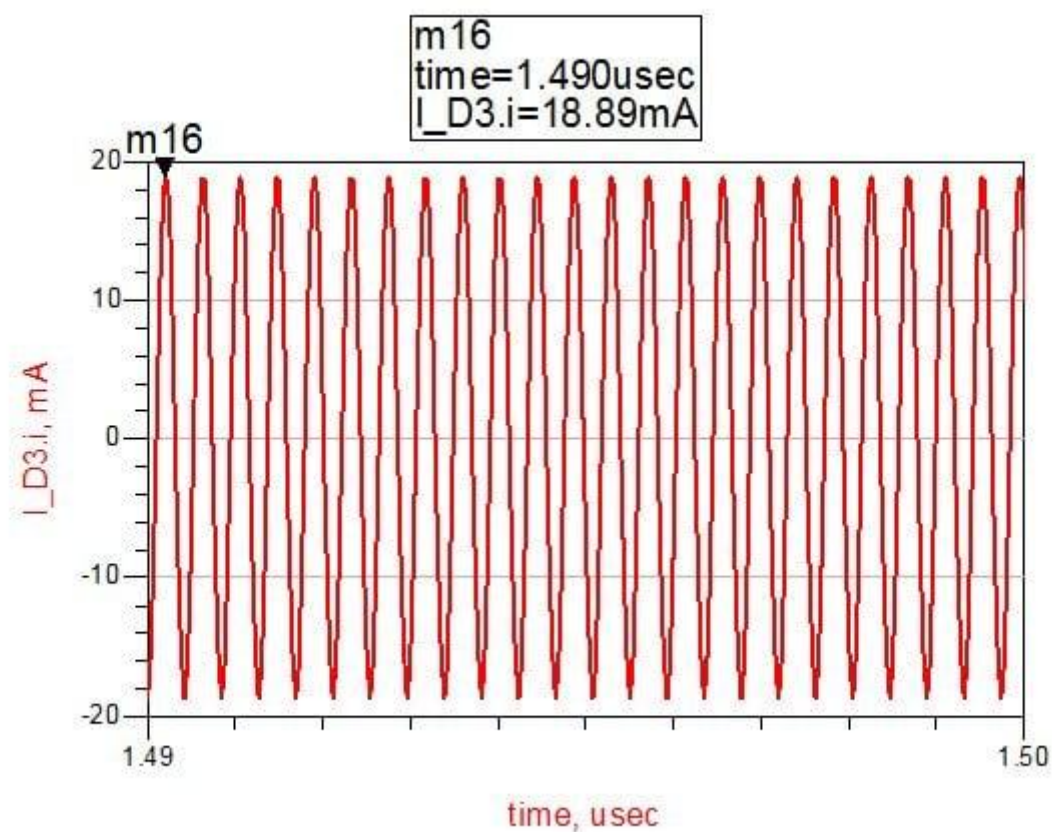


Figure 3.18. Courant du VCO-LC à base des MOS varactors

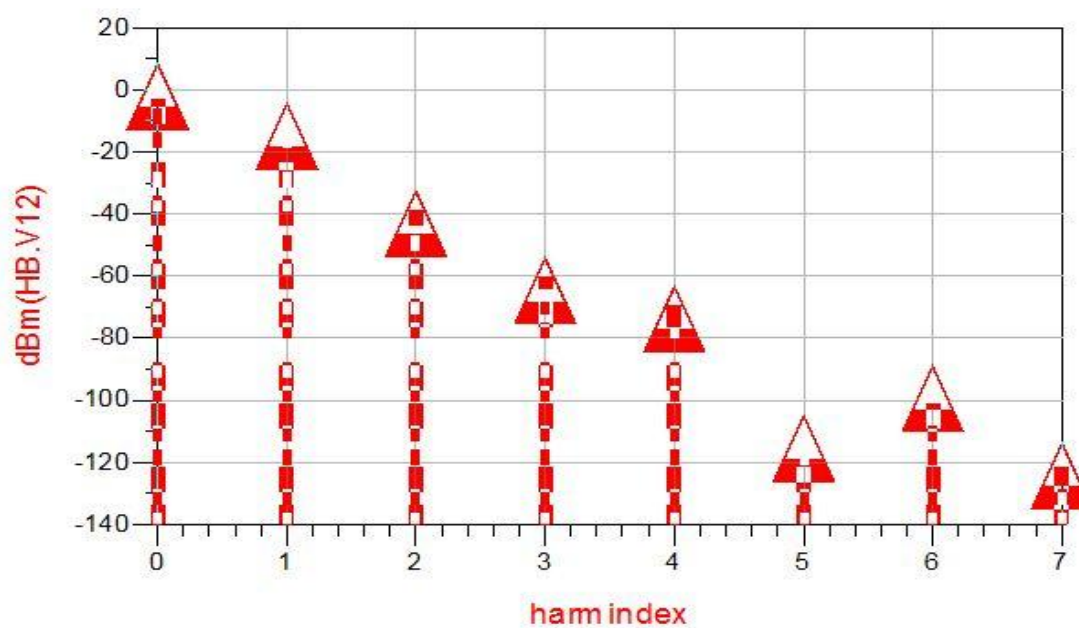


Figure 3.19. Distribution spectrale du VCO-LC à base des MOS varactors

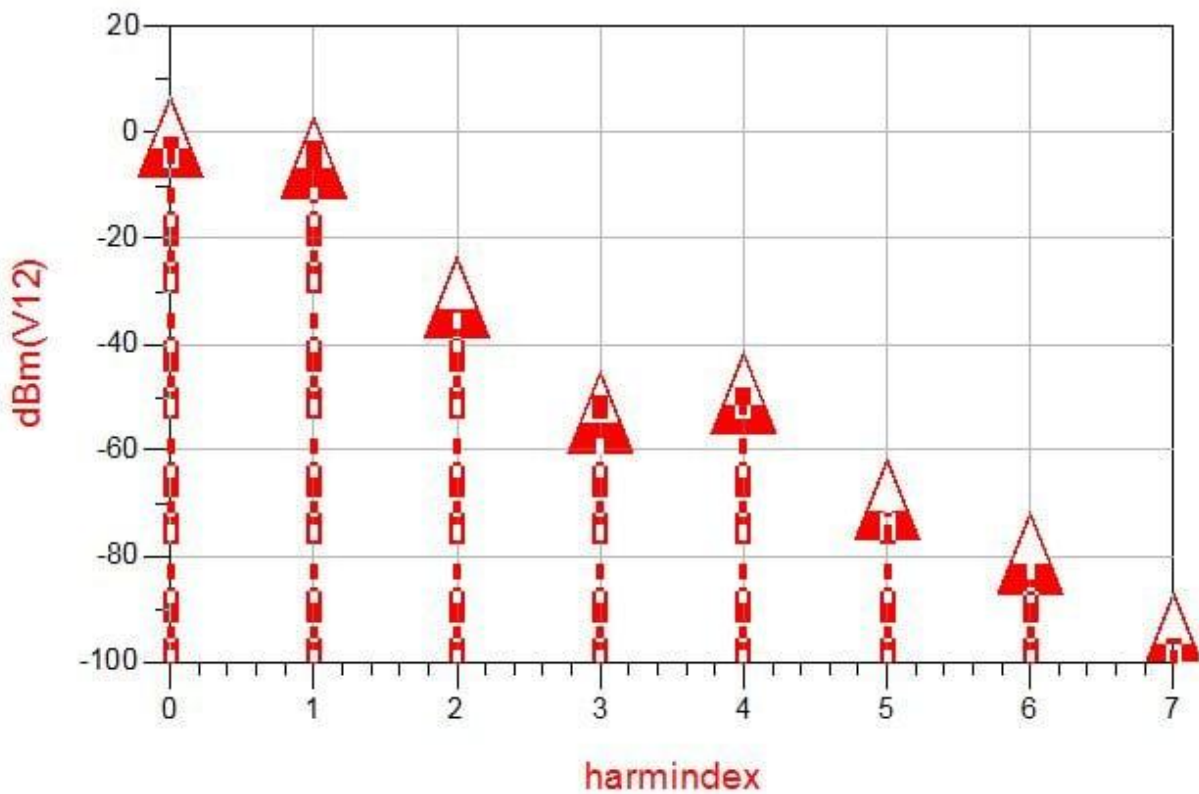


Figure 3.20. Distribution spectrale du VCO-LC à base des diodes varactors

Enfin, les figures 3.21 et 3.22 présentent le bruit de phase des circuits conçus, Cette analyse a été faite en utilisant les composants OscPort et Harmonic Balance (HB) sur ADS.

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 (7 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 V11 et V12.

Des faibles bruits de phases d'environ -96 dBc/Hz (Figure 3.21) et -100 dBc/Hz (Figure 3.22) ont été obtenus pour les circuits VCOs LC à base des MOS varactors et VCOs LC à base des diodes varactors. Cette valeur se trouve très acceptable comparativement aux travaux présentés dans la littérature.

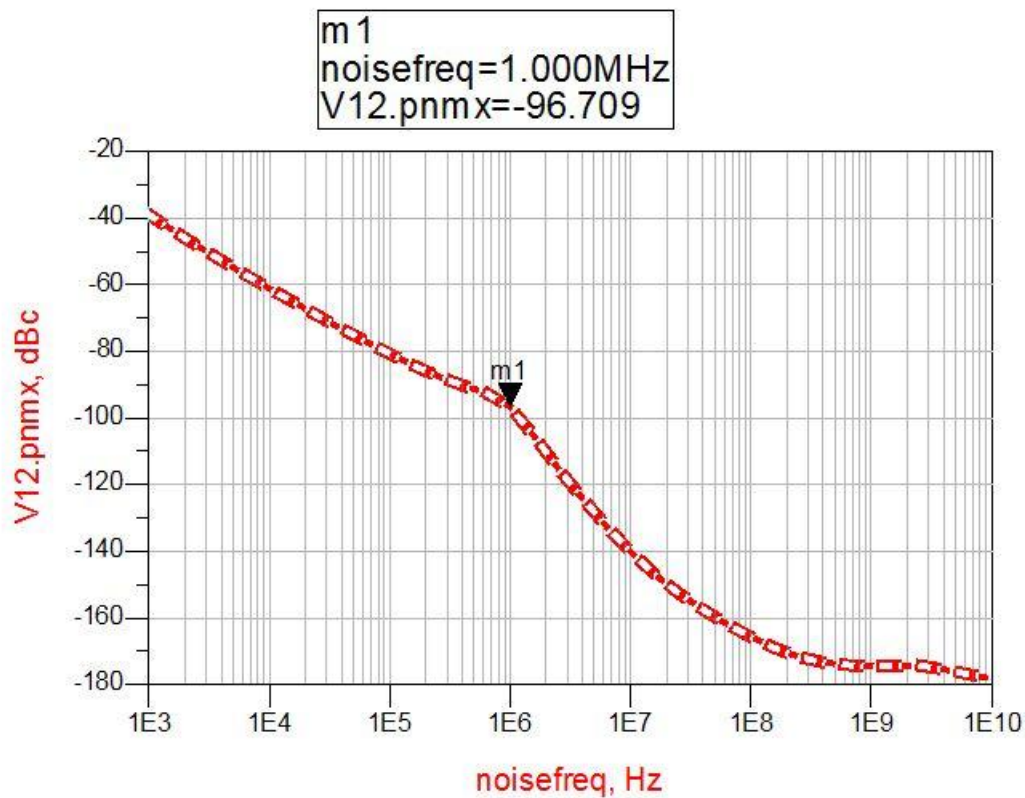


Figure 3.21. Bruit de phase du VCO-LC à base des MOS varactors

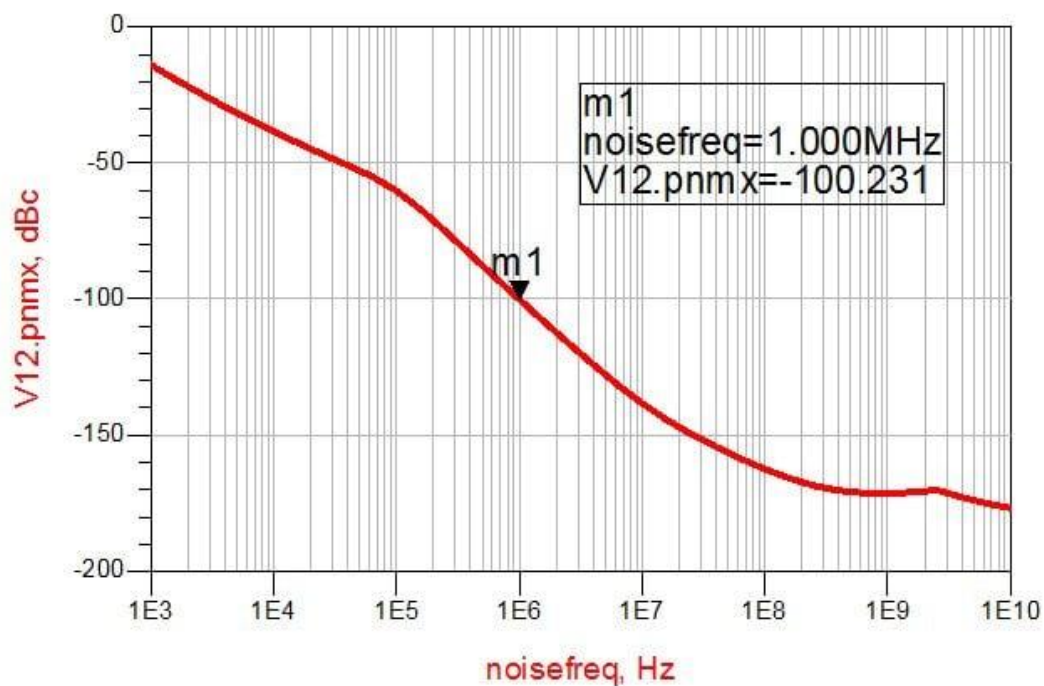


Figure 3.22. Bruit de phase du VCO-LC à base des diodes varactors

Les figures 3.23 et 3.24 illustrant les tensions d'oscillations de VCO LC à base des MOS varactors à $f=1.9$ GHz et à $f=2.1$ GHz respectivement, montrent des oscillations à des excursions suffisamment larges et des périodes relatifs aux fréquences cibles.

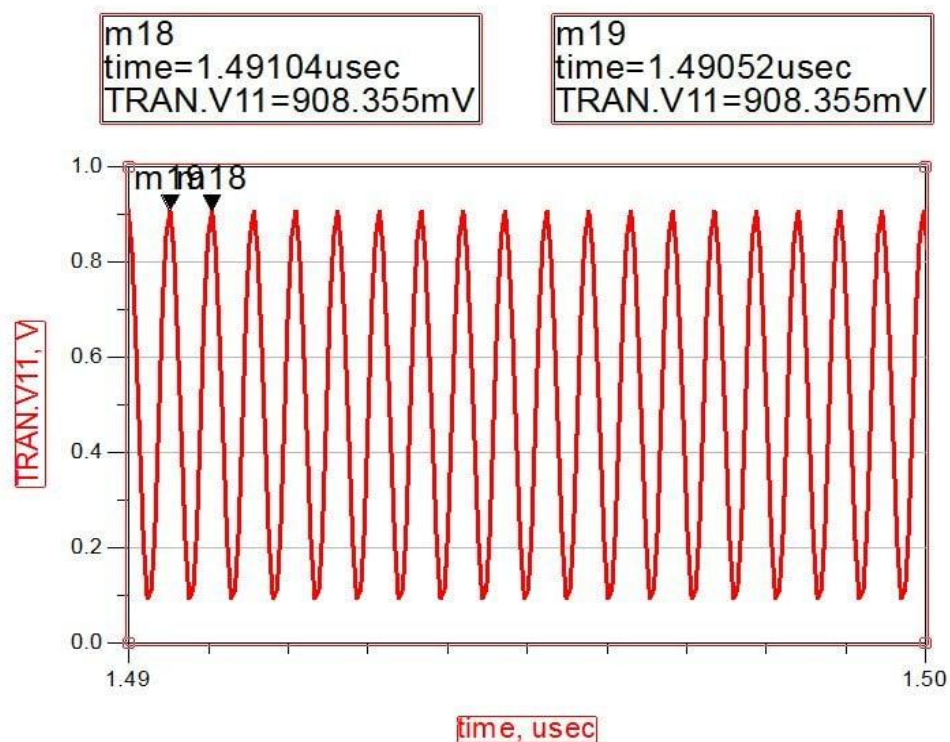


Figure 3.23. Tensions d'oscillations de VCO LC à base des MOS varactors à $f=1.9$ GHz

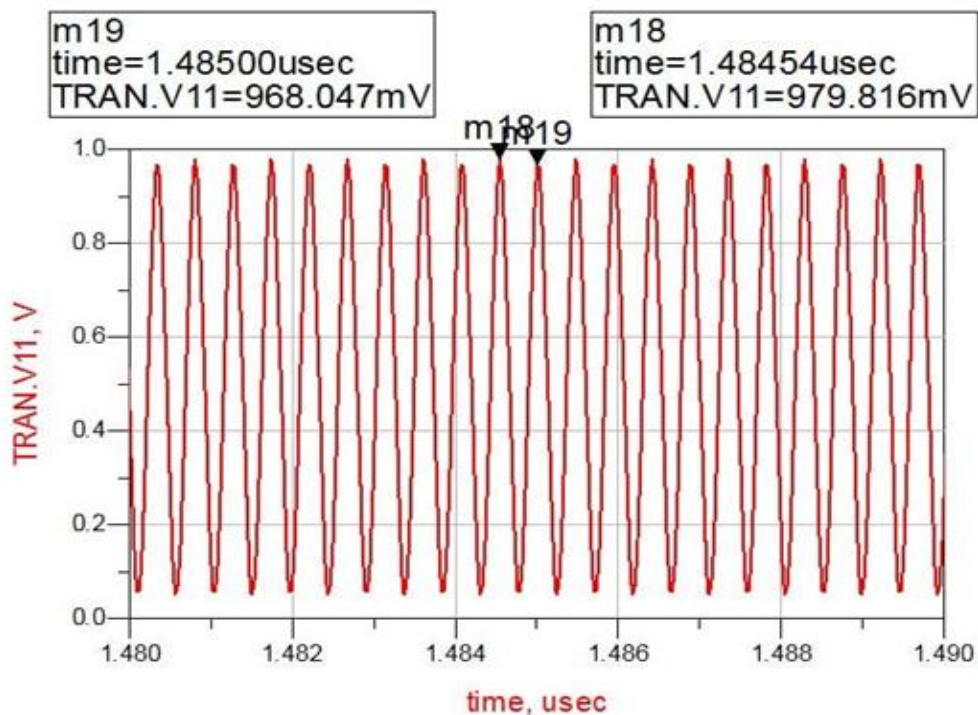


Figure 3.24. Tensions d'oscillations de VCO LC à base des MOS varactors à $f=2.1$ GHz

Afin de résumer les différents résultats obtenus des deux VCOs LC, nous avons dressé le tableau 3.1 résumant les performances des deux circuits conçus. Ces résultats montrent des performances compétitives en termes faibles consommations de puissances, de faibles bruits de phases ainsi que de puissances de sortie relativement élevées. Ce qui montre la pertinence de la méthode de conception suivie.

VCO-LC	Puissance consommée (mW) pour un VDD=1.8 V	Fréquence centrale	Bruit de phase (dBc/Hz)	Puissance de Sortie (dBm) $P_s=0.5 \cdot v_s \cdot i_s$
à base des MOS varactors	0.89	2.4 GHz	-96.709@1MHz	6.1
à base des diodes varactors	0.89	2.4 GHz	-100.231@1MHz	3.7

Tableau 3.1. Comparaison les deux VCO-LC conçus

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre une conception complète d'un VCO LC en technologie CMOS 0.18 μm a été présentée. L'objectif était de concevoir deux variantes de VCO LC, en intégrant soit une varactor MOS soit une diode varactor, afin de comparer leurs performances. Les résultats de simulations des deux VCOSs LC conçus répondent parfaitement aux exigences de VCO pour les standards sans fils de 1.9 GHz, de 2.1GHz et de 2.4GHZ, à savoir la faible consommation et le faible bruit de phase.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La conception d'un oscillateur radiofréquences (RF) performant est devenue de plus en plus compliquée à cause de l'évolution des exigences des standards de communication notamment en termes de faible coût de fabrication, de faible consommation de puissance, de 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 travaillé dans ce mémoire sur la conception d'un circuit élémentaire dans n'importe quel système de communication sans-fil, à savoir l'oscillateur LC radiofréquence contrôlé en tension et implémenté sur une technologie CMOS. La fonction de ce circuit est la génération de fréquences de signaux porteuses utilisés dans la transmission RF sans fils.

Nous avons commencé notre étude par une introduction sur les principaux types d'oscillateurs dédiés aux applications radiofréquence ainsi que sur leurs topologies de base y compris celle de VCO LC utilisée dans notre conception. Pour l'implémentation des oscillateurs conçus nous avons opté pour la technologie CMOS 0.18 μm .

Le deuxième volet de ce mémoire a été consacré à l'analyse théorique d'oscillateur LC composé d'un circuit LC résonant à la fréquence d'oscillation. Pour maintenir une oscillation non amortie en fonction du temps, une analyse d'une paire différentielle, à base de transistors MOSFET, a été menée dans le but de minimiser l'effet résistif présenté dans l'inductance MOS.

Dans le troisième chapitre, le vif du sujet a été abordé en présentant la conception complète de 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 leur dimensionnement sur ladite technologie. Ensuite nous avons deux circuits d'accord de fréquence ont été utilisés, à savoir, des MOS varactors et des diodes varactors et une capacité variable MOS afin de garantir un grand intervalle d'accord de fréquence permettant ainsi des oscillations à des standards sans fils largement exploités ($f=1.9$ GHz, $f=2.1$ GHz et $f=2.4$ GHz). Après la définition de l'environnement de simulation, des simulations des deux VCOs LC complets, à base de MOS varactors et de diodes varactors, ont été opérées dont les résultats obtenus montrent de bonnes performances notamment en termes de la pureté spectrale, des faibles consommations de puissances, de faibles bruits de phases ainsi que des puissances de sortie relativement élevées.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Nabil BOUGHANMI : 'Contribution à la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase pour le radio mobile, 2009.
- [2] ABDELKRIM MEDJAHDI : ' utilisation de concepts innovants dans lafonction oscillateur radiofréquence', Thèse doctorat, LYON, 2010.
- [3] Oussama El Issati. 'Oscillateurs Asynchrones en Anneau : de la Théorie à la Pratique 'Thèse de 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 de 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.