

N° ordre 40512

Université des Sciences et Technologies de Lille

École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

THÈSE

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Présentée et soutenue publiquement

Le 7 Avril 2011

par

Mingdong LI

(李銘棟)

Etude et réalisation de sources stables microondes à base de résonateur BAW pour micro-horloge atomique au Césium

Membres du jury :

Président	Vincent GIORDANO	Directeur de recherche (Femto-ST)
Directeur de thèse	Paul-Alain Rolland	Professeur (IEMN)
Co-directeur de thèse	Nathalie Rolland	Professeur (IEMN)
Rapporteurs	Patrice GAMAND	Ingénieur (NXP Semiconductors)
	Michel PRIGENT	Professeur (XLIM)
Examineurs	Anderia CATHELIN	Ingénieur (STMicroelectronics)
	François Danneville	Professeur (IEMN)

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS), dans l'équipe Circuits Systèmes Applications des Microondes (CSAM). Je remercie Monsieur Lionel Bouchaillot, directeur de l'IEMN, de m'avoir accepté au sein de son laboratoire ainsi que Monsieur Paul-Alain Rolland, responsable du groupe CSAM et directeur de l'IRCICA.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à professeur Paul-Alain Rolland et professeur Rolland pour avoir assuré la direction et l'encadrement de mes travaux de recherches. Je les remercie tous deux pour leur disponibilité, leur richesse scientifique et leurs nombreux conseils qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier toutes les personnes du jury d'avoir accepté de juger ce travail. Ainsi j'exprime toute ma gratitude à Patrice GAMAND et Michel PRIGENT qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse.

J'accorde une attention particulière à Seonho. Seok qui a m'aidé vraiment et donné beaucoup de suggestions scientifiques pour mes études.

Je voudrais exprimer ma gratitude à Guillaume (Barbiche) qui a corrigé une grosse partie de thèse au niveau de la langue française.

Je remercie beaucoup à François Danneville et Victor Zhang de l'IEMN pour m'avoir enseigné la partie du bruit et le résonateur BAW séparément.

Je remercie aussi Hassan El Aabbaoui et Emeric de Foulcaud de CEA-Leti pour m'avoir enseigné la partie oscillateur Colpitts Différentiel.

Encore merci à Rodolphe et Vincent GIORDANO de Besançon-ST pour la validation de l'architecture de la micro-horloge atomique.

Je remercie le personnel de caractérisation : Elisabeth Delos et Vanesse pour leur disponibilité.

Je remercie également Didier Vandermoëre pour son travail de précision pour connecter des fils sur des plots trop petits.

Je remercie bien entendu tous les membres de l'équipe CSAM. En commençant par les permanents, je remercie Jangil KIM, les deux Christophe, Laurent, Michel, Benoît, Alex, Redha Kassi. Christian, Bernard, Abdel, Gu Wei, Charles, Yoan, Kouakou, Eymmeric, Nicolas, Thomas, Romain, Hassan.... Ainsi que les anciens : Hamza, Nizar, Alex (petit),

Marie, Benoît, Lin, Chen. Je souhaite aussi tous mes collègues thésards une bonne continuation et tous mes vœux de réussite.

Finalement, Une pensée pour les personnes qui m'ont soutenu pendant ces quatre années, mes amis ici : Tang Xiao ; Lu Qing ; Wang haowei Carmen, Agnes, Meng Nan, Vincent, Sun Qin et leur copain ou copaine... Merci à mon père et ma mère, qui m'ont toujours apporté leur soutien et assistance sur tous les plans tout au long de mes études.

揚之水

白石鑿鑿

素衣朱襮

從子於沃

即見君子

雲何不樂

揚之水

白石皓皓

素衣朱綉

從子於鵠

即見君子

雲何其憂

詩經

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	ix
Chapitre I - Etude de base de l'horloge atomique et le bruit de phase d'un oscillateur	1
1. Introduction	4
2. Présentation générale de l'horloge atomique	4
2.1. Fonctionnement général d'une horloge atomique	6
a) La cellule physique :.....	7
b) L'oscillateur local :.....	7
c) Le système asservissement :.....	7
2.2. La stabilité de fréquence de l'horloge atomique	8
2.3. Fontaines atomiques [34]	9
2.4. Micro-horloge atomique.....	11
2.5. Conclusion.....	18
3. Bruit de phase dans les oscillateurs.....	18
3.1. Introduction	18
3.2. Définition du bruit de phase dans les oscillateurs (thèse Gregory L . [10]).....	19
3.3. Origine du bruit de phase dans l'oscillateur	22
3.4. Présentation des différentes modélisations du spectre du bruit de phase.....	31
3.5. Approches de simulation du bruit de phase dans les transistors.....	42
4. Conclusion.....	50
5. Bibliographie	52
Chapitre II - Comparaison de différentes topologies d'oscillateurs à faible bruit de phase à base de résonateur BAW	54
6. Introduction	58
7. Concepts fondamentaux pour la réalisation d'oscillateur.....	59
7.1. Oscillateur en transmission ou à contre-réaction parallèle.....	59

7.2.	Oscillateur à Résistance Différentielle Négative (RDN)	60
8.	Introduction de la résonance d'acoustique de volume (BAW)	62
8.1.	Le résonateur BAW ou les résonateur micro-ondes classiques	62
8.2.	Les deux familles principales de résonateurs BAW intégrés : Les FBAR et les SMR	64
8.3.	Modélisation de résonateur à ondes acoustiques de volume.....	65
8.4.	Caractérisation de résonateur BAW	73
9.	Filière technologique BiCMOS SiGe:C 0.25 μm.....	75
10.	Etude de différentes topologies d'oscillateurs utilisant un résonateur BAW à 2,1 GHz.....	79
10.1.	Conception, réalisation et test d'oscillateurs utilisant la topologie base commune (C.B.)	80
10.2.	Topologie Colpitts et Colpitts Différentielle	101
10.3.	Topologie Colpitts Différentielle Harmonique 2.	108
10.4.	Topologie envisagée_ Double Colpitts Différentiel	112
11.	Conclusion	116
12.	Bibliographie	119
Chapitre III - Nouvelle architecture de la synthèse de fréquence programmable pour la conception d'une micro-horloge atomique au césium		122
13.	Introduction.....	128
14.	Exemples de topologies de la synthèse de fréquence et le système d'asservissement existant utilisées dans les micro-horloges atomiques	128
14.1.	Topologie proposée par NIST.....	128
14.2.	Topologie proposée par Symmetricom.....	132
14.3.	Conclusion	135
15.	Topologies de la synthèse de fréquence proposée.....	135
15.1.	L'architecture de la synthèse de fréquence proposée.....	135
15.2.	Conception, réalisation et caractérisation du prototype de la synthèse de fréquence	138
15.3.	Etude de la détection synchrone [18].....	155
15.4.	Conclusion	159
16.	Résultat des mesures de la micro-horloge globale	160

17. Conclusion.....	167
18. Bibliographie	168
Conclusion Générale et Perspective.....	170



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Contexte de l'étude

La mesure du temps est vieille comme l'humanité. Pour diverses raisons liées à ses préoccupations du moment, l'homme s'est toujours attaché à déterminer le temps qui passe. Si les premières méthodes de mesure étaient assez approximatives, les procédés sont affinés au fil du temps et on est actuellement capable de produire la seconde à 10^{-15} près (c'est-à-dire à un millionième de milliardième près). Ceci signifie, pour une horloge, une dérive d'une seconde tous les 30 millions d'années. De telles performances sont obtenues par des horloges dites *atomiques*.

Ainsi que dans les applications nécessitant des signaux de référence de haute stabilité ou de grande exactitude de fréquence on a recours à des horloges atomiques. Ces étalons sont disponibles dans des versions commerciales qui restent pour l'instant volumineuses, couteuses et qui nécessitent plusieurs Watt de puissance électronique. La réalisation de micro-horloge atomique d'un volume de l'ordre de quelques cm^3 et de faible consommation permettrait d'étendre considérablement leur champ d'application.

Les premières applications visées concernent la synchronisation des réseaux de télécommunication et les systèmes de navigations par satellites aussi bien dans le domaine civil que militaire. Il a été démontré que le principe du piégeage cohérent de population (ou CPT Coherent Population Trapping) avec la technologie MEMS peuvent être mis à profit pour construire une référence atomique d'un volume sub-centimétrique. Aux Etats-Unis, depuis 9 ans, la DARPA a lancé un programme d'envergure sur ce thème de la micro-horloge atomique. Des premiers prototypes ont déjà été fabriqués démontrant des performances intéressantes. Des compagnies industrielles sont très proches de commercialiser des horloges CPT même si des problèmes technologiques et scientifiques subsistent. En France, la DGA et le CNES ont déclaré leur intérêt pour ce type d'horloge.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet ANR « Micro Horloge Atomique pour les Systèmes de Télécommunication » (MHAAT) en collaboration entre FEMTO-ST, le CEA-LETI, le SYRTE, et l'IEMN. L'objectif du projet MHAAT est « d'accélérer » la réalisation en France d'un prototype pré-industrialisable grâce à des études concertées sur : l'optimisation des paramètres de la microcellule, sur le laser à semi-conducteur et sur le packaging de l'ensemble du résonateur atomique. L'équipe « Circuits Systèmes et Applications des Microondes » (CSAM) au sein de l'IEMN a travaillé sur l'étude approfondie d'un oscillateur à faible bruit de phase et la conception et réalisation du dispositif d'avertissement ainsi qu'à la caractérisation du VCSEL.

Objectif de l'étude

L'objectif de ce travail est de concevoir, réaliser et tester des oscillateurs à faible bruit de phase avec différentes topologies, ainsi que la conception et réalisation du dispositif d'asservissement pour l'application de micro-cellule à césium. Plusieurs critères sont pris en compte : un oscillateur à 2,1 GHz avec un faible encombrement inférieur à 4 cm^2 , un faible bruit de phase inférieur à -89 dBc/Hz à 2 kHz de la porteuse, aussi avec une faible consommation. De plus, pour la partie du dispositif d'avertissement, il faut trouver une solution pour transposer la fréquence de 2,1 GHz (fréquence d'oscillation de l'oscillateur conçu) à 4,6 GHz avec la puissance nécessaire pour piloter la diode VCSEL qui excitera la micro-cellule à césium (supérieure à -3 dBm) tout en gardant les performances au niveau du bruit de phase (inférieur à -83 dBc/Hz à 2 kHz de la porteuse).

Plan de l'étude

Le manuscrit est articulé en trois parties :

- Dans le premier chapitre nous présentons le principe de l'horloge atomique et nous détaillons l'importance d'un oscillateur à faible bruit de phase pour une micro-horloge atomique. Une étude approfondie sur le bruit de l'oscillateur est détaillée. Nous présentons différentes solutions d'oscillateur à faible bruit de phase et les raisons qui ont motivé notre choix de la conception.

-
- Le second chapitre est focalisé sur la conception des différentes topologies d'oscillateur avec un résonateur à onde acoustique de volume (BAW). Nous y détaillerons des méthodes pour optimiser le bruit de phase pour différentes topologies. Une comparaison expérimentale de différentes topologies d'oscillateurs à faible bruit de phase avec résonateur BAW est illustrée à la fin.
 - Le dernier chapitre est consacré à la conception et caractérisation de la synthèse de fréquence à 4.6 GHz à base de DDS (Direct Digital Synthesizer) à faible bruit de phase pour la micro-horloge atomique. Nous présentons ensuite la validation du dispositif d'asservissement conçu avec une micro-cellule de Césium.



Chapitre I

Etude de base de l'horloge atomique et le bruit de phase d'un oscillateur

TABLE DES MATIERES DU CHAPITRE I

1. Introduction	4
2. Présentation générale de l'horloge atomique	4
2.1. Fonctionnement général d'une horloge atomique	6
a) La cellule physique :	7
b) L'oscillateur local :	7
c) Le système asservissement :	7
2.2. La stabilité de fréquence de l'horloge atomique	8
2.3. Fontaines atomiques [34]	9
2.4. Micro-horloge atomique	11
2.4.1. Le programme Chip-Scale Atomic Clock	11
2.4.2. Projet de Micro-Horloge Atomique pour les Systèmes de Télécommunication..	12
.....	12
2.5. Conclusion	18
3. Bruit de phase dans les oscillateurs	18
3.1. Introduction	18
3.2. Définition du bruit de phase dans les oscillateurs (thèse Gregory L . [10])	19
3.3. Origine du bruit de phase dans l'oscillateur	22
3.3.1. Différents types de bruit basse dans les composants semi-conducteurs.....	22
3.3.2. Conclusion	29
3.4. Présentation des différentes modélisations du spectre du bruit de phase	31
3.4.1. Le modèle de KUROKAWA [22]	31
3.4.2. Le modèle de Leesson-Cutler [23].	35
3.4.3. Le modèle de Hajimiri et Lee [24, 25, 26]	36
3.5. Approches de simulation du bruit de phase dans les transistors.....	42
3.5.1. La méthode quasi-statique	43
3.5.2. La méthode paramétrique ou méthode des matrices de conversion [27]	45
4. Conclusion.....	50
5. Bibliographie	52

1. Introduction

Une fréquence de référence est indispensable pour un grand nombre d'applications, comme les communications numériques, les systèmes de navigation, la synchronisation des réseaux ou la distribution de puissance. Comme le nombre de données transférées augmente donc le débit augmente. La stabilité de cette référence doit être de plus en plus importante. En même temps, pour les applications mobiles, nous avons besoin d'une fréquence de référence autour de quelque GHz présentant à la fois une très bonne stabilité et une faible consommation. Pour respecter ces contraintes, une micro-horloge atomique peut constituer un choix judicieux. La micro-horloge à cellule de Césium à laquelle nous nous intéressons devait présenter une stabilité en fréquence de 10^{-11} sur une seconde, c'est-à-dire une seconde de décalage chacun 3 millions ans. Une telle stabilité avec une interrogation microonde nécessite à la fois de très bonnes cellules de Césium mais également des oscillateurs à très faible bruit de phase. Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord le fonctionnement général d'une horloge atomique. Ensuite, nous présentons l'importance de l'oscillateur local sur les performances de l'horloge atomique. Enfin, plusieurs modèles du bruit de phase pour la conception de l'oscillateur sont présentés.

2. Présentation générale de l'horloge atomique

Les horloges atomiques sont des horloges qui présentent une très bonne stabilité à long terme et une reproductibilité ne pouvant être atteintes par d'autres dispositifs utilisant une résonance mécanique, acoustique ou électrique. Elles reposent sur l'hypothèse que les propriétés atomiques sont immuables. Ainsi elles utilisent des transitions entre des niveaux d'énergie bien définis de certains atomes.

D'un point de vue historique, le développement des horloges atomiques depuis les années 1950 fait appel à plusieurs disciplines correspondant aux connaissances fondamentales accumulées depuis les années 1920 en physique atomique, électronique, électronique quantique, théorie de la relativité et radioélectricité.

Il existe plusieurs topologies d'horloge utilisées dans les diverses applications. On retrouve des horloges « classiques » et des horloges atomiques. Parmi les horloges « classiques », les oscillateurs à quartz compensé en température (TCXO) sont très intéressants, car ils sont

petits et économiques sur le plan financier et énergétique et offrent de bonnes performances en stabilité sur une longue période. Ils sont très largement utilisés dans les applications comme les téléphones portables alimentés par batterie. Néanmoins, leur stabilité en fréquence sur de longues périodes (une heure ou quelques jours) est insuffisante pour une utilisation dans la navigation militaire ou civile et dans le secteur de la communication cellulaire.

La figure 1.1 [29] présente la stabilité de différents oscillateurs disponibles dans le commerce. Les courbes noire et verte correspondent respectivement à la stabilité en fonction du temps des oscillateurs à quartz compensée en température (TCXO) et des oscillateurs à quartz thermostatés (OCXO). Nous pouvons constater que la stabilité d'un OCXO et d'un TCXO est bonne sur une période d'une heure, mais qu'elle se dégrade après. Par contre, la stabilité des horloges atomiques est nettement meilleure pour des longues durées, en particulier l'horloge au césium qui reste stable après plus d'une semaine.

Il existe plusieurs types d'applications utilisant des horloges atomiques, parmi lesquelles on peut citer le système de positionnement par satellites (GPS) et les systèmes de télécommunications. Le GPS constitue incontestablement aujourd'hui une des applications les plus spectaculaires des horloges atomiques. Sans elles, point de GPS et finies toutes les

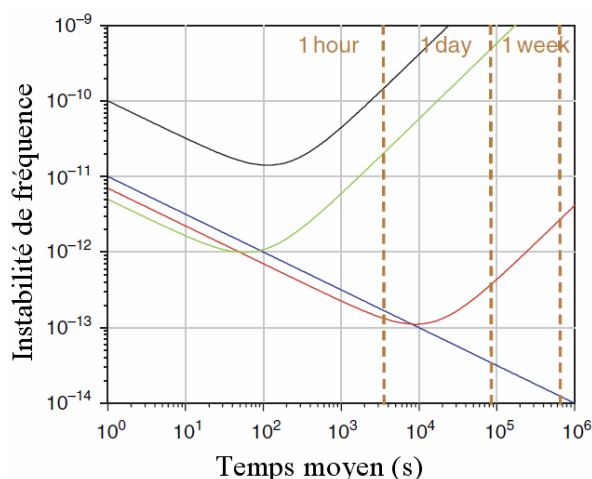


Figure 1.1: Performances de différents oscillateurs disponibles dans le commerce :

- TCXO, — OCXO (Ovent Crystal Controlled Oscillator),
- Horloge atomique du rubidium, — Horloge atomique du césium

applications qui en découlent et dont certaines ont un impact direct sur notre quotidien. En effet, ce système de positionnement est basé sur les signaux envoyés par 24 satellites en orbite

quasi circulaire à une altitude de l'ordre de 20 000 km. Chacun de ces satellites embarque plusieurs horloges atomiques qui permettent de maintenir une échelle de temps stable et précise. Un récepteur terrestre (installé par exemple dans une voiture), qui perçoit les signaux de plusieurs de ces satellites, est capable de déterminer sa position sur la surface du globe s'il connaît les temps mis par ces signaux pour lui parvenir. Toute imprécision sur la connaissance de ces temps se répercute immédiatement sur la précision avec laquelle la position du récepteur est déterminée. Les signaux émis, de nature électromagnétique, se propagent à partir des satellites vers le récepteur à la vitesse de la lumière, ainsi avec une stabilité d'une nanoseconde (10^{-9}) sur le temps de parcours satellite-récepteur, l'imprécision de la position du récepteur au sol est de l'ordre de 30 cm. Les télécommunications sont un autre exemple d'utilisation d'horloges atomiques où la détermination précise du temps est importante. La rapidité des «autoroutes de l'information» est ainsi directement liée à la précision avec laquelle le temps est échantillonné dans les signaux de transmission.

Pour que la fréquence de résonance atomique ne soit pas perturbée et pour bien créer cette résonance, un processus très complexe doit être établi. Actuellement, des horloges atomiques (étalons) sont disponibles dans des versions commerciales qui restent pour l'instant très coûteuses, volumineuses, et voraces en énergie (plusieurs watts). Parmi ces horloges, citons les horloges atomiques au rubidium (Bloch et al.1993, Chantry et al. 1996, Ho et al. 1998, Koyama et al. 2000, Suzuki et al.1998) avec un encombrement de près de 100 cm^3 , et une consommation de quelques watts. Elles sont fabriquées pour une utilisation dans les réseaux de télécommunication.

2.1. Fonctionnement général d'une horloge atomique

Le principe de fonctionnement repose sur le fait que les atomes incluent des électrons à divers niveaux d'énergie et pouvant passer d'un niveau à un autre en absorbant ou émettant un rayonnement. Il suffit donc de provoquer une transition atomique, puis de compter les périodes de l'onde ayant été générée par le changement d'état (étalon actif) ou ayant provoquée le changement d'état (étalon passif) pour obtenir un signal horaire. Par exemple, la seconde est la durée de 9 192 631 770 périodes de la radiation correspondant à la transition entre les deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de Césium 133. Le fonctionnement général des horloges peut se décomposer en trois parties comme le montre la figure 1.2 [1]:

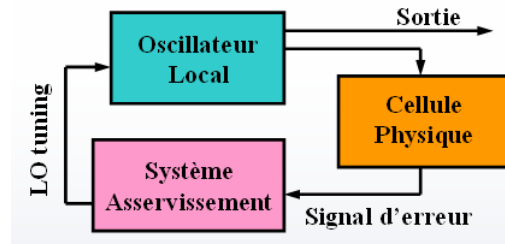


Figure 1.2 : Schéma simplifié du fonctionnement général de l'horloge atomique

a) La cellule physique :

La cellule physique est le cœur de l'horloge atomique qui contient l'élément atomique (Césium ou Rubidium) dont la fréquence F_0 de la transition hyperfine constitue la fréquence de référence. La transition de résonance atomique peut être provoquée entre deux niveaux hyperfin d'un atome (E_1 , E_2) par un rayonnement micro-onde dont la fréquence est définie par la relation de Planck (1.1)

$$F_0 = (E_1 - E_2) / h \quad (1.1)$$

où F_0 est la fréquence de résonance du résonateur atomique; E_1 et E_2 sont les deux différents niveaux d'énergie d'un atome et h est la constante de Planck ($h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ J.s) . Pour l'atome de Césium et de Rubidium, F_0 est respectivement de 9,129 GHz et de 6,835 GHz.

b) L'oscillateur local :

L'oscillateur local (OL) va générer le signal permettant d'exciter la fréquence de résonance de l'atome. Son rôle est très important dans un système tel que l'horloge atomique, car il est la source d'interrogation de tout le système. Si cette fréquence n'est pas stable, la fréquence de résonance atomique ne pourra jamais être entretenue.

c) Le système asservissement :

Pour s'approcher au maximum de la fréquence de résonance "idéale", les horloges atomiques sont composées d'une boucle d'asservissement. Ainsi, les atomes changent d'état quand la fréquence l'oscillateur local est proche de leur fréquence de résonance naturelle. De ce fait, beaucoup d'atomes sont détectés à la sortie de la cellule physique, et le courant produit une "forte" intensité. Inversement, si la fréquence est éloignée de la fréquence de résonance naturelle des atomes, peu d'atomes changent d'état et donc le courant produit est "faible".

Quand un faible courant est détecté, un circuit électronique fait évoluer la fréquence de l'oscillateur local jusqu'à ce que le courant soit maximal. Quand le courant a atteint son maximum, le circuit d'asservissement va verrouiller la fréquence de l'oscillateur local et la maintenir pour finalement obtenir en sortie de l'horloge atomique un signal de fréquence hyperstable.

2.2. La stabilité de fréquence de l'horloge atomique

La performance de horloge atomique est souvent caractérisée par la *déviatio*n d'Allan $\sigma_y(\tau)$, qui représente une mesure de la stabilité de fréquence fractionnaire en fonction du temps moyen τ [2]. La formule de la *déviatio*n d'Allan est définie par (1.2) où $Q = \frac{\nu_0}{\Delta\nu}$ est le coefficient de qualité à la résonance (ν_0 est la fréquence de résonance et $\Delta\nu$ est la dérive de la fréquence de résonance). K est un paramètre (de l'ordre de l'unité) qui dépend des caractéristiques exactes de la modulation de fréquence appliquée au signal d'interrogation. SNR est le rapport signal à bruit du signal d'horloge mesuré sur une bande passante de 1 Hz à la fréquence de modulation (ν_m).

$$\sigma_y(\tau) = \frac{K}{Q \cdot SNR} \tau^{-1/2} \quad (1.2)$$

Un fort coefficient de qualité de résonance Q et un SNR relativement élevé sont favorables pour obtenir une bonne performance de stabilité de fréquence de l'horloge.

La figure 1.3 présente l'évolution de la *déviatio*n Allan (ou stabilité de fréquence de l'horloge atomique) en fonction du temps moyen.

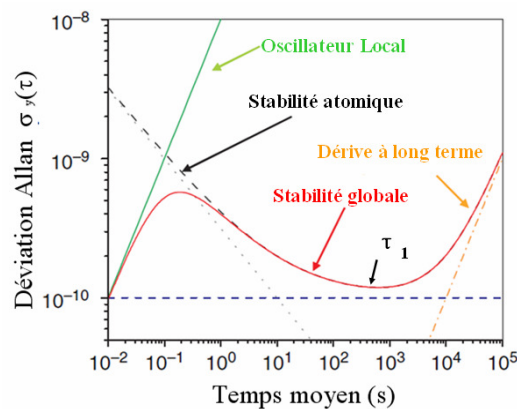


Figure 1.3 : La stabilité de fréquence fractionnaire en fonction du temps moyen.

Sur un temps moyen relativement court, la *déviaton d'Allan* est caractérisée par la stabilité de l'oscillateur local (en vert clair sur la figure 1.3). Pendant ces périodes, la stabilité atomique qui est caractérisée par le bruit blanc avec une pente $\frac{1}{\sqrt{\tau}}$ est moins bonne que l'oscillateur local. Ensuite la *déviaton d'Allan* dépend de la stabilité du résonateur atomique (en pointillés noirs sur la figure 1.3) car celle ci devient meilleure que celle de l'oscillateur local. Quand la stabilité de l'atome se rapproche du bruit rose (flicker noise) (pointillés bleus sur la figure 1.3) pour un temps moyen τ_1 , la *déviaton d'Allan* se dégrade et finit par dériver à long terme (en pointillés orange) et donc la fréquence d'oscillation évolue.

2.3. Fontaines atomiques [34]

Grâce aux travaux de N. Ramsey sur une méthode permettant l'amélioration de l'interaction entre l'onde électromagnétique et les atomes en 1950, Essen et Parry réalisèrent en 1955 l'asservissement d'un oscillateur à quartz par la résonance du césium : la première horloge atomique à jet de césium était née. Après la naissance de cet étalon, une dizaine de laboratoires dans le monde entier ont fait des recherches dans ce domaine: Le Groupement d'intérêt public Bureau National de Métrologie- le Laboratoire Primaire du Temps et des Fréquences (BNM-LPTF) en France, le Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) en Allemagne, le National Physical Laboratory (NPL) en Angleterre, le National Bureau of Standards (NBS) et le National Institute of Standards and Technology (NIST) aux Etats-Unis d'Amérique, le *Laboratoire Suisse de Recherche Horlogère* (LSRH) en Suisse, le National Research Council Canada (NRC) au Canada, le laboratoire national de métrologie russe (VNIIFTRI) en Russe et les laboratoires au Japon, en Corée et Chine. Ces travaux sont résumés Figure 1.4, nous pouvons constater que l'amélioration de la précision des horloges atomiques est proche d'un facteur 10 tous les 10 ans depuis 1950.

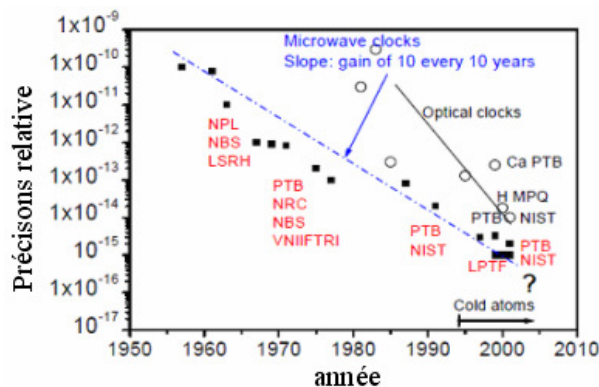


Figure 1.4 : Précision des horloges atomiques [34]

La faisabilité des horloges à fontaine atomique a été démontrée dans les années 1990 grâce à des travaux sur le refroidissement d'atomes par laser, dans un premier temps avec des atomes de sodium à Stanford puis avec des atomes de césium par le Système de référence temps-espace (SYRTE) en collaboration avec le Laboratoire Kastler Brossel (LKB). La première fontaine à césium à vocation métrologique a été construite par le SYRTE et fonctionne depuis fin 1993. Depuis, de nombreuses fontaines atomiques ont été développées par les instituts de métrologie dans une grande partie des pays industrialisés. Trois styles de fontaines atomiques sont montrés Figure 1.5, dont le meilleur étalon primaire de fréquence du monde qui se trouve

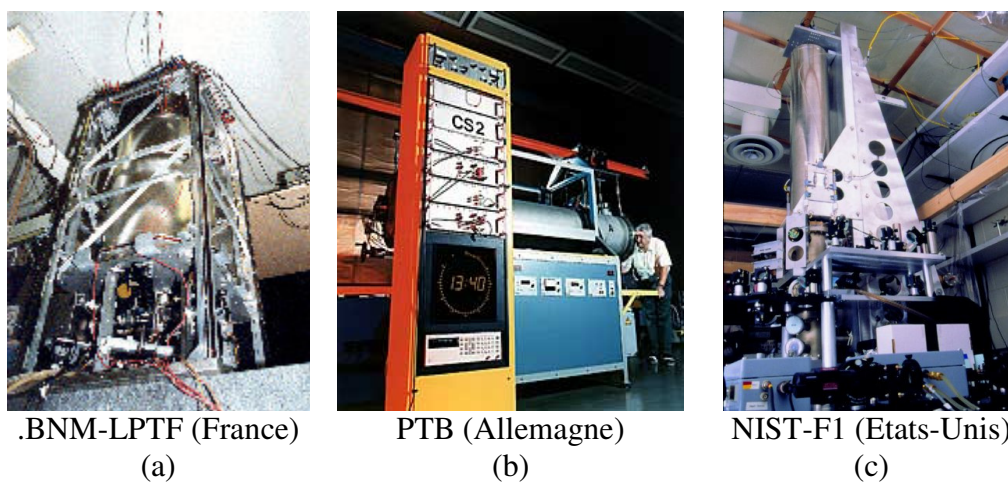


Figure 1.5 : Trois styles de fontaines atomiques

à l'Observatoire de Paris au BNM-LPTF (Figure 1.5.(a)). Les prévisions de stabilité de fréquence de quelques 10^{-14} sur une seconde de mesure et l'exactitude proche de 10^{-16} sont quasiment atteintes en laboratoire, soit une seconde de décalage plus tous les 300 millions d'années. Des comparaisons avec des horloges utilisant d'autres atomes permettront à plus long terme de tester d'éventuelles variations de certaines interactions fondamentales. Depuis quelques années, les fontaines atomiques déterminent presque totalement l'exactitude de la seconde du SI (International System of Units).

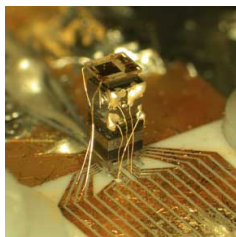
Cependant, ces types de fontaines atomiques sont très volumineux. Par exemple, le meilleur étalon au BNM-LPTF (Figure 1.5. (a)) fait 1,2 m de haut. Pour une application civile, il est plus intéressant de pouvoir réaliser une micro-horloge atomique en essayant aussi d'atteindre les bonnes performances en termes de stabilité de fréquence.

2.4. Micro-horloge atomique

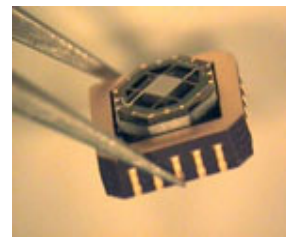
Auparavant, la taille de pompage optique de l'horloge atomique était limitée par sa cavité micro-onde. Actuellement, la disponibilité de VCSEL (Vertical-cavity surface-emitting laser) à faible consommation qui travaille à la longueur d'onde de l'atome (Césium ou Rubidium) nous permet de réaliser une horloge de taille plus petite. De plus, il a été démontré que le principe du « Coherent Population Trapping » (CPT) et la technologie MEMS [29] peuvent être employés pour construire une référence atomique d'un volume sub-centimétrique.

2.4.1. Le programme Chip-Scale Atomic Clock

Aux États-Unis, depuis quelques années, la DARPA (U.S. Defense Advanced Research Projects Agency) a lancé le programme CSAC (Chip-Scale Atomic Clock). Un certain nombre de laboratoires universitaires et privés ont bénéficié de financements conséquents et les avancées obtenues sont impressionnantes. Des premiers prototypes ont déjà été fabriqués montrant des performances intéressantes. Deux versions de micro horloge atomique de type CSAC sont présentées sur la figure 1.6 et leurs performances sont données dans le tableau 1.1. Le NIST [3] a réalisé une version de micro horloge atomique d'un volume de $9,5\text{mm}^3$, avec une stabilité de $2,5 \cdot 10^{-10}$ sur une seconde et une consommation de moins de 75 mW. La version de Symmetricom [4] [5] [6] présente les mêmes performances mais avec une consommation plus élevée de 200 mW.



a. NIST



b. Symmetricom

Figure 1.6 : Photos de deux micro horloges atomiques réalisées lors du programme CSAC ; a) la version du NIST b) la version de Symmetricom.

	NIST	Symmetricom
Taille totale	9.5 mm^3	$<10\text{mm}^3$
Stabilité à court terme	$4 \cdot 10^{-11} \tau^{-1/2}$	$4 \cdot 10^{-11} \tau^{-1/2}$
Stabilité à long terme	$-2 \cdot 10^{-8}$ /chaque jour	$+3 \cdot 10^{-11}$ /chaque jour
Consommation	70mW	200mW

Table 1.1 : Performance de micro horloge atomique de CSAC

2.4.2. Projet de Micro-Horloge Atomique pour les Systèmes de Télécommunication

Actuellement, il n'existe pas de version européenne de micro-horloge atomique qui permettrait un large éventail d'applications dont les systèmes de communication pour la localisation globale ainsi que la synchronisation des réseaux à haut débit. En France, la Délégation Générale de l'Armement (DGA) et le Centre National d'Études Spatiales (CNES) ont montré un grand intérêt pour l'utilisation d'une micro-horloge atomique. Ainsi l'institut de Franche-Comté Electronique, Mécanique, Thermique et Optique - Sciences et Technologies (FEMTO-ST) a réalisé des premières micro-cellules grâce à un procédé technologique innovant pour lequel un dépôt de brevet est actuellement en cours. Cette technologie doit permettre d'obtenir des cellules de meilleure qualité que les procédés utilisés dans le programme CSAC et être mieux adaptée à une production à grande échelle.

Stabilité à court terme	$1 \cdot 10^{-11} \tau^{-1/2}$
Stabilité à long terme	$1 \cdot 10^{-11}$
Fréquence relative précision	$1 \cdot 10^{-11}$ (sur une seconde)
Taille totale	$< 10 \text{ cm}^3$
Consommation	$< 100 \text{ mW}$

Table 1.2 : Objectif du projet MHAAT

En 2007, FEMTO-ST, le CEA-LETI, le SYRTE, et l'IEMN ont développé un projet de Micro-Horloge Atomique pour les Système de Télécommunication (MHAAT) financé par l'Agence Nationale pour la Recherche (ANR). L'objectif du projet MHAAT est pour la réalisation en France d'un prototype pré-industrialisable grâce à des études concertées sur : l'optimisation des paramètres de la microcellule, sur le laser à semi-conducteur et sur le packaging de l'ensemble du résonateur atomique. La fréquence de référence est de 100 MHz avec des objectifs de stabilité à court terme $10^{-11} \tau^{-1/2}$, 10^{-11} à long terme, et d'une précision relative de fréquence de 10^{-11} sur une seconde, avec une taille totale inférieure à 10 cm^3 et une consommation totale inférieure à 100 mW. (Les détails précis sont donnés tableau 1.2).

L'équipe CSAM de IEMN s'est intéressée à l'étude approfondie d'un oscillateur à faible bruit de phase et la conception et réalisation du dispositif d'asservissement ainsi qu'à la caractérisation du VCSEL.

2.4.2.a. Synoptique de fonctionnement général du projet MHAAT

Le schéma de la micro-horloge développée dans le projet MHAAT est donné figure 1.7. Le module « Synthèse » est composé du système qui génère :

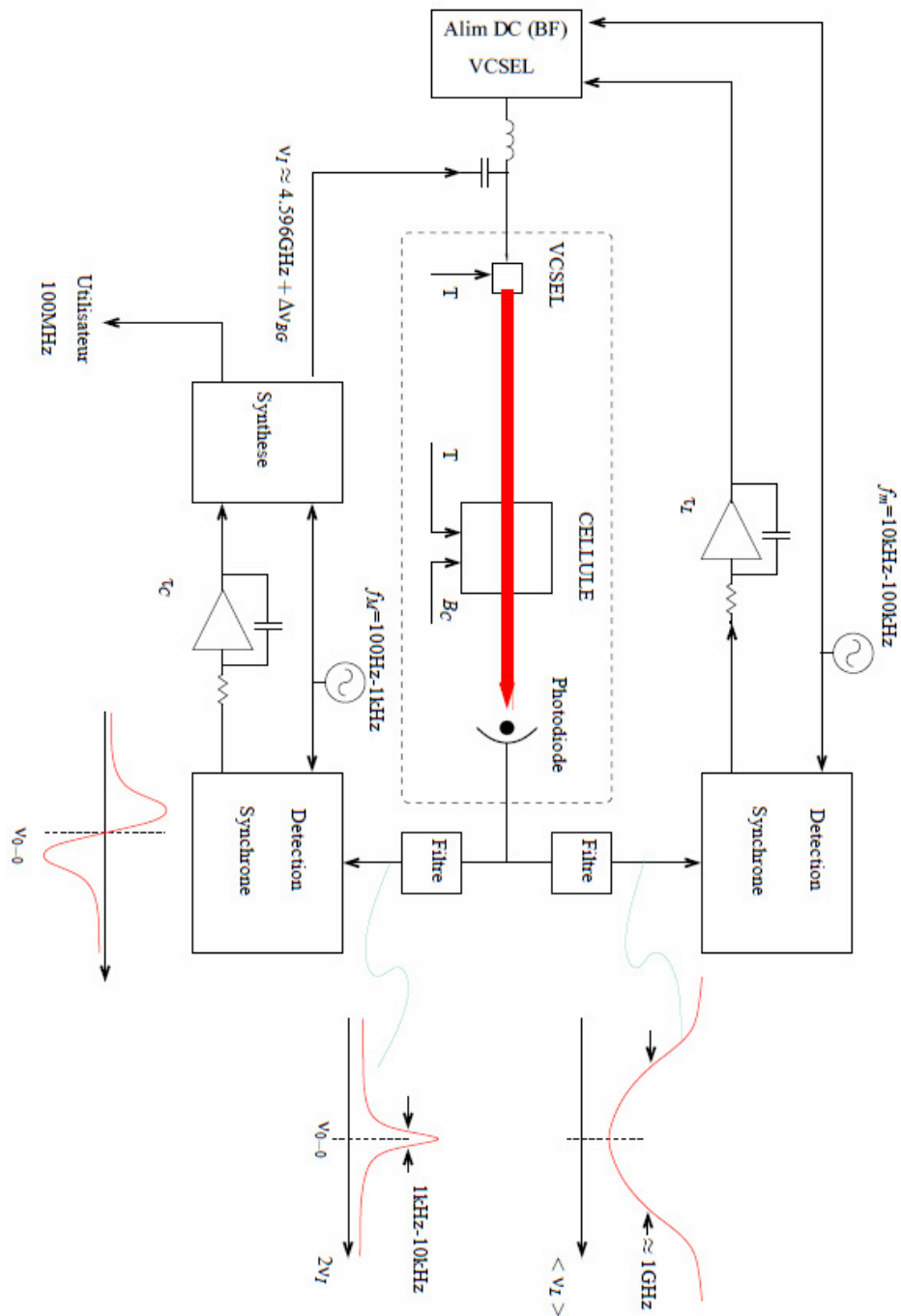


Figure 1.7 : Schéma de la micro-horloge atomique

Le signal d'interrogation à la fréquence ν_I proche de 4,6 GHz : ce signal est appliqué à la

diode VCSEL, il en résulte, dans le spectre du laser, 2 raies séparées de $2 \times 4,6$ GHz soit 9,2 GHz, cette fréquence correspond à la fréquence de transition hyperfine du césium (fréquence de l'horloge ν_{0-0} figure 1.7).

Le signal vers l'utilisateur : la fréquence de ce signal est initialement fixée à 100 MHz. C'est une valeur pratique permettant une mesure facile de la stabilité ou du spectre de phase. Cette valeur pourra être modifiée par la suite.

La diode VCSEL est stabilisée sur la résonance optique de l'atome de césium, ainsi en balayant lentement la fréquence ν_I du signal d'interrogation, le signal d'absorption délivré par le photodétecteur présente un pic. Le rôle de la boucle d'asservissement est de maintenir la valeur moyenne de la fréquence du signal d'interrogation pour maximiser le signal du photodétecteur. On a alors

$$2 \times \langle \nu_I \rangle = \nu_{0-0} \quad (1.3)$$

où ν_{0-0} est la fréquence de transition hyperfine du césium. Le signal d'interrogation est ainsi stabilisé sur la résonance atomique. Plus précisément, la fréquence du signal d'interrogation à la résonance est :

$$\nu_I = \frac{1}{2} \nu_{0-0} = \frac{1}{2} (\nu_{Cs} + \Delta\nu_{BG}) \quad (1.4)$$

La fréquence ν_{Cs} est la fréquence correspondant à la définition de la seconde. Elle est égale à 9 192 631 770 Hz. La fréquence d'horloge ν_{0-0} diffère de cette fréquence de la quantité $\Delta\nu_{BG}$. Ce déplacement de fréquence résulte du fait que les atomes de césium ne sont pas dans les conditions idéales de la définition de la seconde (atome isolé, au repos et en champ magnétique nul). En pratique ce déplacement de fréquence résulte principalement de l'influence du gaz tampon (buffer gaz BG) sur la fréquence propre des atomes de césium. Il va dépendre de la nature des gaz tampons ainsi que de la pression de ces gaz. Il est aujourd'hui difficile de fixer une valeur de ce déplacement. On peut cependant avancer qu'il sera compris entre ± 500 kHz. L'accordabilité de l'oscillateur commandé en tension (VCO) doit tenir compte de ce décalage en fréquence. La largeur à mi-hauteur de la résonance atomique est de l'ordre de 1 à 10 kHz. Cette largeur de raie dépend des conditions de pression, de température et de puissance optique dans la cellule.

L'asservissement de l'oscillateur générant le signal d'interrogation consiste à moduler sa fréquence par un signal à fréquence f_M , typiquement de 100Hz à 1kHz. Le signal fourni par le photodétecteur est alors démodulé (détection synchrone) pour obtenir un signal d'erreur qui, après intégration, est appliqué sur l'entrée contrôle du VCO. La modulation de fréquence peut être sinusoïdale, carré ou même triangulaire. En pratique la profondeur de modulation $\Delta\nu_M$ devra être de l'ordre de la demi-largeur de raie pour optimiser la pente du discriminateur de fréquence.

La figure 1.8 représente les signaux de photodétection obtenus pour plusieurs désaccords du signal d'interrogation. Lorsque la condition de résonance est respectée, le signal du photodétecteur ne contient plus de composante à la fréquence f_M . La détection synchrone mesure l'amplitude et la phase du signal à la fréquence f_M . À la résonance, le signal d'erreur s'annule. On peut montrer facilement que le signal délivré par le détecteur synchrone correspond à la dérivée du signal du photodétecteur.

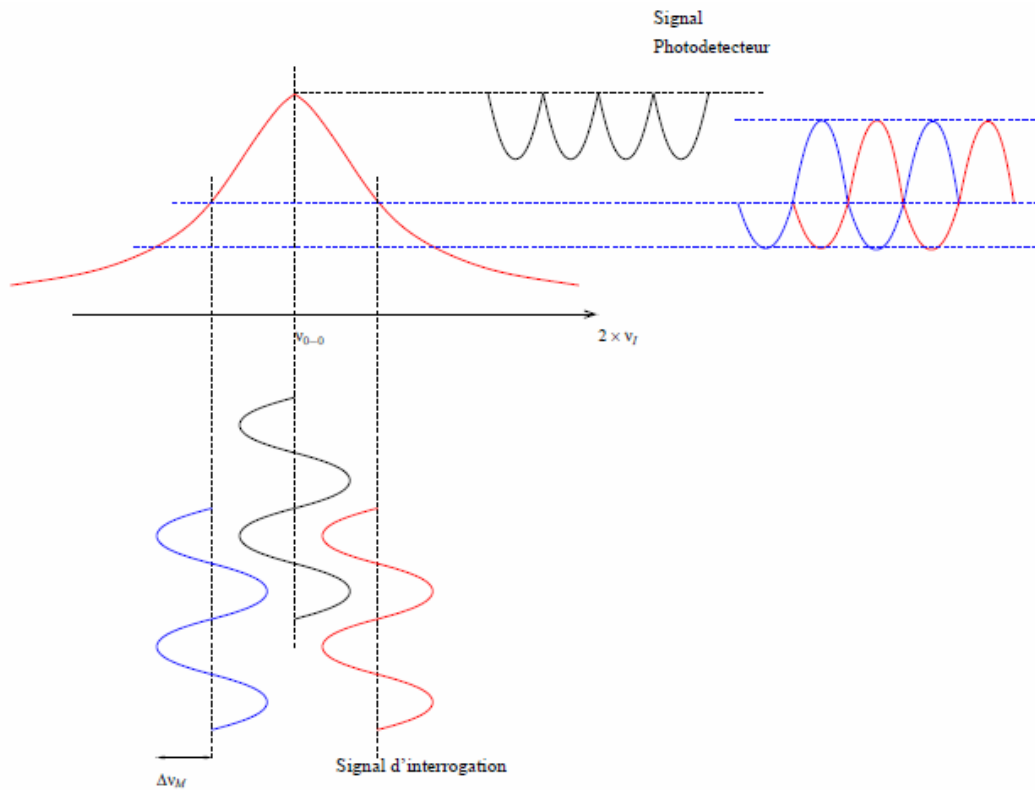


Figure 1.8 : Signaux de photodétection en fonction du désaccord du signal d'interrogation.

2.4.2.b. Fréquence de modulation et dérive thermique du VCO

La fréquence de modulation f_M permet de décrire au mieux la raie de résonance atomique. La largeur à mi-hauteur de la résonance atomique est de l'ordre de 1 à 10kHz. Pour optimiser le rapport signal sur bruit du signal d'erreur, la fréquence de modulation devra être inférieure à (ou de l'ordre de) la demi-largeur de raie de résonance.

- ◆ $100 \text{ Hz} < f_M < 1 \text{ kHz}$

Par contre pour pouvoir moduler l'oscillateur, il faut que la fréquence de modulation se situe en dehors de la boucle de verrouillage, $f_C < f_M$ (f_C correspond à la fréquence de coupure de la boucle de verrouillage).

- ◆ $10 \text{ Hz} < f_C < 100 \text{ Hz}$

Dans les horloges *traditionnelles*, l'oscillateur local est constitué d'une chaîne de synthèse pilotée par un oscillateur à quartz (10MHz). Dans ce cas, la dérive thermique du signal d'interrogation est faible. La constante de temps de l'asservissement est typiquement de l'ordre de 1 à 100 s. Dans notre cas, le signal d'interrogation va provenir d'un VCO basé sur un résonateur micro-usiné (résonateur BAW fourni par le CEA-LETI). Tel qu'il est proposé aujourd'hui, il présentera une sensibilité thermique importante :

$$\frac{1}{\Delta T} * \frac{\Delta f_{VCO}}{f_{VCO}} \approx 16 * 10^{-6} K^{-1} \tag{1.5}$$

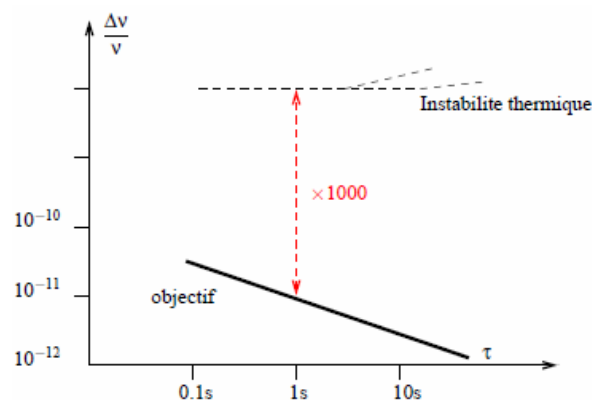


Figure 1.9 : Influence de la sensibilité thermique sur le gain de boucle de l'asservissement du VCO

Dans ces conditions et en admettant une régulation thermique du VCO à $\pm 1mK$ près, la

stabilité du VCO sera de $1,6.10^{-8}$. Or l'objectif de stabilité pour l'horloge est de 1.10^{-11} . Le gain de l'asservissement devra donc être de 1000 (soit 60dB) à 1Hz, comme illustré figure 1.9. Sachant que l'on utilisera un filtre du premier ordre pour réaliser le filtre de boucle, la fréquence de coupure du filtre devra donc être de 1 kHz. Cette valeur est incompatible avec la fréquence de modulation.

Pour tenir l'objectif de stabilité de 1.10^{-11} à 1 Hz, il faut absolument que la dérive thermique du VCO soit de l'ordre de :

$$\frac{1}{\Delta T} * \frac{\Delta f_{VCO}}{f_{VCO}} \leq 1.1 * 10^{-6} K^{-1} \quad (1.6)$$

Dans ce cas en prenant la valeur maximale ($1.10^{-6} K^{-1}$), on obtient une fréquence de coupure de l'ordre de 100Hz, ainsi la fréquence de modulation sera de 1KHz. On peut constater que la dérive thermique du VCO est un point crucial pour la stabilité en fréquence de la micro horloge (stabilité à court terme) .

2.4.2.c. Bruit d'intermodulation et bruit de phase du VCO

L'asservissement au sein de la micro-horloge s'effectue, via une modulation et une démodulation synchrone, à la fréquence moyenne du VCO de 4,6 GHz, sur la fréquence de transition atomique. Il se trouve qu'un phénomène d'"aliasing" ramène dans la bande de l'asservissement le bruit de fréquence propre du VCO aux fréquences $2 \times f_M$, $4 \times f_M$, etc. Ce bruit est un facteur limitatif de la stabilité à court terme de l'horloge [7] [8]. En général, seul le bruit à $2f_M$ est prédominant.

$$\sigma_{\text{yala} \sin g} [\tau] \approx 0.46 \sqrt{S_Y(2f_M)} \tau^{-1/2} \approx 0.92 \left(\frac{f_M}{\nu_0} \right) \sqrt{S_\varphi(2f_M)} \tau^{-1/2} \quad (1.7)$$

où f_M est la fréquence de modulation, ν_0 est la fréquence oscillation, $S_\varphi(2f_M)$ est le bruit de phase de l'oscillateur local à $2 f_M$. Pour une fréquence de modulation de 1kHz, soit $\sigma_y(1s) = 1.10^{-11}$, on trouve :

$$S_\varphi(2kHz) \leq -80 \text{ dB.rad}^2 . \text{Hz}^{-1/2} \quad \text{ou} \quad Lf \leq -83 \text{ dBc.Hz}^{-1} \quad (1.8)$$

Ces performances correspondent à ceux du VCO, il est donc un point important pour la stabilité en fréquence des micro-horloges.

2.5. Conclusion

Pour les applications nécessitant des signaux de référence de haute stabilité ou de grande précision en fréquence, il est très intéressant d'avoir recours aux horloges atomiques. Cette présentation permet de mettre en avant la connaissance de l'horloge atomique, son fonctionnement général, et les différents domaines d'application tels que la localisation globale (GPS) ou la détermination précise du temps pour les télécommunications. Cependant, les horloges atomiques existantes sont volumineuses, coûteuses et nécessitent une consommation importante (plusieurs watts).

La réalisation d'une **micro-horloge atomique** d'un volume de l'ordre de quelques cm^3 et à faible consommation permet d'étendre considérablement le domaine d'application. Aux Etats-Unis, il existe depuis quelques années des prototypes de micro-horloge atomique montrant des performances très prometteuses [cf chapitre 3 section 14].

Dans la suite de cette première partie, nous rappelons l'origine du bruit de phase d'un oscillateur et les différentes méthodes pour déterminer le bruit de phase d'un oscillateur.


3. Bruit de phase dans les oscillateurs

3.1. Introduction

La stabilité fréquentielle et la pureté spectrale des oscillateurs locaux (OL) sont aussi des paramètres fondamentaux pour les systèmes de télécommunication à haut débit. Le bruit de phase affecte directement l'application de communication RF. De plus, indépendamment des performances de bruit de phase, ces sources doivent souvent être accordables et programmables dans la bande de fréquence allouée. Enfin les contraintes de coût, d'encombrement et de consommation sont à prendre en compte. Ceci explique que la conception et la réalisation d'oscillateurs locaux à faible bruit de phase reste un point dur dans la mise en œuvre de systèmes de télécommunication à haut débit surtout en gamme millimétrique.

3.2. Définition du bruit de phase dans les oscillateurs (thèse Gregory L. [10]).

Pour une source cohérente réelle, le signal de sortie est affecté par des fluctuations aléatoires de son amplitude, de sa fréquence et de sa phase, comme illustrée figure 1.10.



$$(V_0 + \Delta V_0(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 + \Delta \phi(t))$$

Figure 1.10 : Signal de sortie d'une source cohérente

Théoriquement, le spectre idéal du signal de sortie d'un oscillateur est un Dirac à la fréquence d'oscillation f_0 . La mesure nous indique une réalité différente (figure 1.11). La raie principale est perturbée latéralement par des bruits de modulation de fréquence (FM) ou de phase (PM), mais également par du bruit de modulation d'amplitude (AM). L'effet du bruit AM est généralement très faible comparé à celui du bruit de fréquence ou de phase (50 à 60 dB d'écart à quelques kHz de la porteuse).

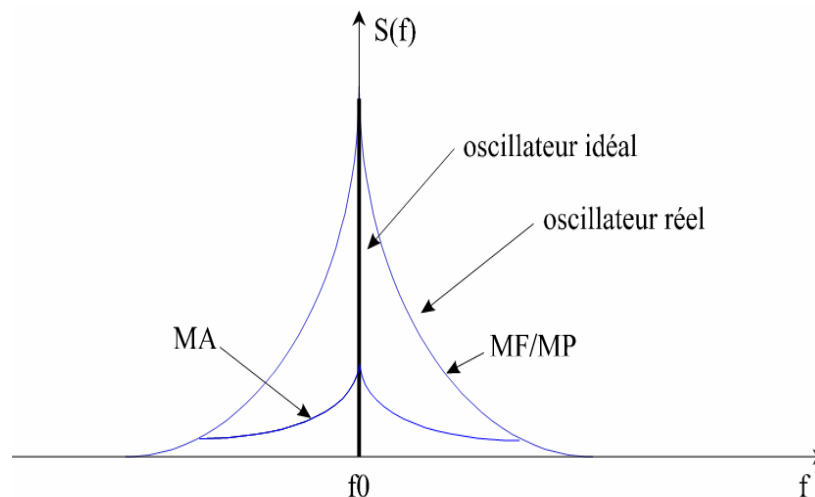


Figure 1.11 : Spectre du signal de sortie d'une source

Le signal de sortie d'un oscillateur s'apparente donc à un signal modulé en amplitude et en phase par un bruit. Il s'écrit :

$$Vs(t) = (V_0 + \Delta V_0(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 + \Delta\phi(t)) \tag{1.9}$$

où $\Delta V_0(t)$ représente un bruit d'amplitude et $\Delta\phi(t)$ caractérise un bruit de modulation de phase.

Pour la suite de l'étude nous négligerons le bruit d'amplitude.

Le bruit de modulation de fréquence $\Delta f(t)$ peut être exprimé à partir de $\Delta\phi(t)$ par la relation :

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\phi(t)}{dt} \tag{1.10}$$

Les fluctuations de fréquence sont assimilées à un processus aléatoire stationnaire au même titre que les sources de bruit basse fréquence (BF) et bruit haute fréquence (HF) leur donnant naissance. On peut donc caractériser ce bruit de modulation de fréquence dans le domaine fréquentiel par une densité spectrale de puissance appelée *densité spectrale de bruit de fréquence* $S_{\Delta f}(f)$.

La transformée de la Fourier de la relation 1.10 donne :

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 S_{\Delta\phi}(f) \tag{1.11}$$

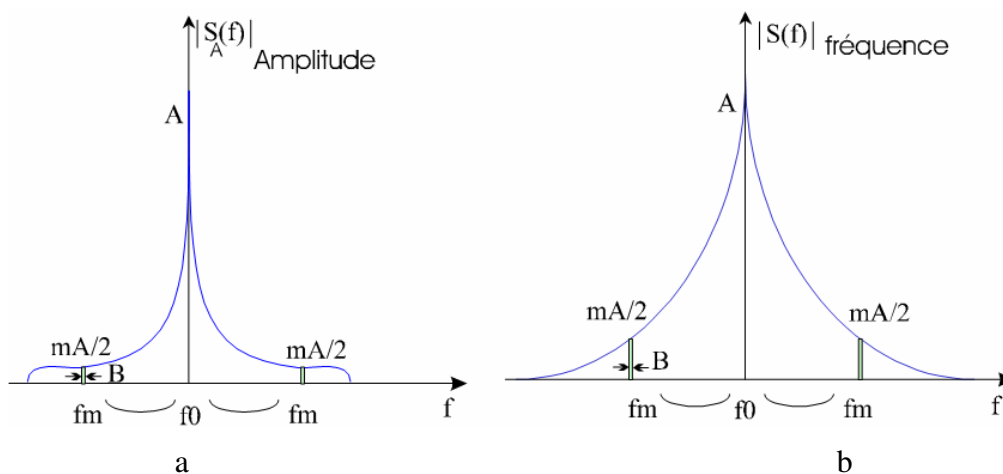


Figure 1.12 : Spectres de bruit de modulation d'amplitude et de phase

De même, la *densité spectrale de bruit d'amplitude* $S_A(f)$ est associée au bruit de modulation

d'amplitude. La pureté spectrale du signal de sortie d'un oscillateur peut donc être étudiée grâce à la connaissance des deux densités spectrales $S_A(f)$ et $S_{\Delta f}(f)$ (figure 1.12) caractérisant respectivement les bruits d'amplitude (AM) et de phase (ou de fréquence FM).

Le niveau de bruit dans un oscillateur réel correspond à de faibles indices de modulation du signal. On peut donc représenter les bruits AM et FM par les spectres décrits ci-dessous.

$$FM : m = \frac{\Delta f_p}{fm} = \frac{\sqrt{2}\Delta f_{rms}}{fm} \quad (1.12)$$

$$PM : m = \Delta\Phi_p = \sqrt{2}\Delta\Phi_{rms} \quad (1.13)$$

où m est l'indice de modulation.

On peut donc chiffrer le niveau de bruit de modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase en calculant le rapport entre la puissance des bandes latérales de modulation dans une bande de fréquence B à une distance fréquentielle fm à la porteuse et la puissance de la porteuse, soit en double bande latérale, soit en bande latérale unique.

$$S_{\phi}(\Delta f)_{MA(DSB)} = \frac{m^2 A^2 / 4 + m^2 A^2 / 4}{A^2} = \frac{m^2}{2} \quad (1.14)$$

$$S_{\phi}(\Delta f)_{MF(DSB)} = \frac{2\Delta f_{rms}^2}{2 fm^2} = \frac{\Delta f_{rms}^2}{fm^2} = \frac{m^2}{2} \quad (1.15)$$

$$S_{\phi}(\Delta f)_{MP(DSB)} = \Delta\Phi_{rms}^2 = 2\xi(\Delta f) \quad (1.16)$$

Cette densité spectrale de puissance de bruit $S(f)$ s'exprime en dBc/Hz, la bande d'analyse B étant ramenée à 1 Hz dans la majorité des cas grâce à l'électronique moderne.

En raison du faible bruit AM celui-ci est donc négligeable devant le bruit FM et PM, nous nous concentrons principalement sur le bruit de démodulation de phase. La définition de bruit de phase présenté par les relations 1.15 et 1.16 permet de donner une définition plus générale du bruit de phase :

$$S_{\phi}(\Delta f) = \left(\frac{\text{Puissance de bruit dans une bande de 1Hz à la fréquence } f_0 + \Delta f}{\text{Puissance de la porteuse}} \right) \quad (1.17)$$

La plupart du temps, on exprimera $S_{\phi}(\Delta f)$ en dBc/Hz ou en dBrad².Hz⁻¹, ces grandeurs sont les plus utilisées pour les résultats de mesure présentés par la suite dans ce manuscrit.

Nous pouvons réécrire l'équation 1.17 par la relation suivante :

$$S_{\phi}(\Delta f)_{\text{dBc/Hz}} = \mathcal{L}(\Delta f)_{\text{dBc/Hz}} + 3 \text{ dB} \quad (1.18)$$

Dans ce manuscrit, nous utilisons $\mathcal{L}(\Delta f)$ pour présenter le bruit de phase en bande latérale unique.

3.3. *Origine du bruit de phase dans l'oscillateur*

En électronique, le bruit désigne les signaux aléatoires et non désirés, voire parasites, se superposant aux signaux utiles. Ces signaux parasites peuvent venir de l'environnement du système ou composants. Dans les oscillateurs RF, différents phénomènes induisent des fluctuations de courant ou de tension autour du point de polarisation. Ces fluctuations sont à l'origine de plusieurs types de bruit appartenant tout d'abord à la famille d'un bruit appelé bruit basse fréquence (BF) et le bruit blanc. Ces bruits proviennent du mouvement désordonné des électrons provoquant des collisions entre les particules, des trajectoires aléatoires et de diverses interactions parasites. Ces différentes sources de bruit sont alors converties en bruit de phase autour de la porteuse en présence d'un signal micro-onde. En même temps, le bruit Haute Fréquence (HF) va se superposer au spectre du bruit de phase de l'oscillateur (ce phénomène est détaillé dans le chapitre suivant). Les différentes contributions ont été modélisées depuis 1910's [11] par des chercheurs tel que Friis, Johnson, Schottky,...

3.3.1. **Différents types de bruit basse dans les composants semi-conducteurs**

Nous distinguons deux principales familles de sources de bruit: les sources de bruit blanc (non réductibles parce que présentes de manière uniforme et constante pour toutes les fréquences réparties dans le spectre) et les sources de bruit en excès (réductibles).

3.3.1.a. Le bruit blanc (bruit non réductible)

Les deux types de bruit blanc sont le bruit de diffusions et le bruit de grenaille.

Bruit de diffusion/ Bruit Thermique

On confond généralement sous une même appellation le bruit de diffusion et le bruit thermique [12] Le bruit de diffusion est lié aux fluctuations de la vitesse des porteurs de charge et doit son nom au coefficient de diffusion apparaissant dans son expression mathématique. A l'équilibre thermodynamique (ce qui sera le cas dans une approche macroscopique), ce bruit se réduit à la seule expression du bruit thermique. Ce bruit sera alors considéré comme le bruit minimum généré par le composant.

Egalement nommé bruit de résistance, bruit de Johnson ou encore bruit de Johnson-Nyquist est le bruit généré par l'agitation thermique des porteurs de charges, c'est-à-dire des électrons dans une résistance électrique à l'équilibre thermique. Le bruit thermique est un bruit blanc dont la densité spectrale de puissance dépend uniquement de la valeur de la résistance. Ce bruit peut être modélisé par une source de bruit en tension placée en série avec la résistance de bruit ou source de bruit en courant placée en parallèle avec la résistance bruyante. Ce phénomène existe indépendamment de toute tension appliquée.

Il a été mesuré pour la première fois en 1927 par le physicien John BERTRAND au Bell Lab [13]. Son article montre que des fluctuations statistiques se produisaient dans tous les conducteurs électriques, produisant une variation aléatoire de potentiel aux bornes de ce conducteur. Ce bruit thermique est donc identique pour toutes les résistances de la même valeur et n'était donc pas imputable à une fabrication médiocre. Une explication théorique est donnée très peu de temps après par son collègue Harry Nyquist [14]. Le bruit thermique est la forme que prennent, en électronique, les fluctuations thermiques qui recouvrent d'autres phénomènes comme le mouvement brownien ou l'agitation moléculaire dans un gaz.

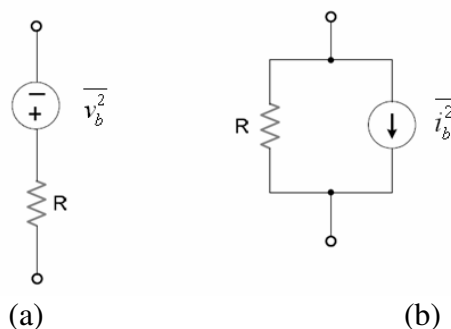


Figure 1.13 : Modèles de bruit thermique d'une résistance : (a) source de tension moyenne carrée équivalente 'Thevenin' , et (b) source de courant carrée équivalent de 'Norton'.

Le bruit thermique aux bornes d'une résistance est exprimé par la relation de Nyquist en tension et en courant de la manière suivante :

$$\overline{v_b^2} = 4k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad (1.19)$$

$$\overline{i_b^2} = \frac{4k_B \cdot T}{R} \cdot \Delta f \quad (1.20)$$

où $\overline{v_b^2}$ est la variance de la tension aux bornes de la résistance, $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{J K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, R est la résistance exprimée en Ω , Δf est la bande passante considérée et T est la température ambiante.

Cette formule permet de prévoir le bruit minimum présent sur un système électronique, et donc sa limite de détection. Ce bruit est par exemple à l'origine de la limitation des capteurs photographiques.

Dans un Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH), il est admis que le bruit thermique est concentré principalement dans la région de la base. La thèse de Josè Cruz [15] a montré que l'introduction de germanium dans la base de TBH (profil graduel) permettait d'améliorer significativement les performances fréquentielles d'un transistor bipolaire via une réduction du temps de transit dans la région de la base. Par ailleurs, cette amélioration est accentuée par une épaisseur de base plus fine et un niveau de dopage plus élevé. Cela se traduit par une réduction de la résistance de base R_{bb} mais aussi par une diminution de l'efficacité d'injection, de l'émetteur vers la base du transistor classique. Dans ce cas, le plancher de bruit thermique s'en trouve alors diminué [15]. Pour ces raisons, les transistors TBHs ont été utilisés pour réaliser l'oscillateur à faible bruit de phase.

Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille (en anglais *shot noise*) est engendré par le passage des porteurs à travers une barrière de potentiel, typiquement celle d'une jonction PN. Il a été mis en évidence en 1918 par Walter Schottky [11]. Ce bruit apparaît dans les dispositifs où le nombre d'électrons est assez faible pour donner une fluctuation statistique détectable. En électronique, ce bruit apparaît dans les dispositifs à base de semi-conducteur et les tubes électroniques. Le bruit de grenaille est un bruit blanc dont la densité spectrale de puissance dépend uniquement

de la valeur moyenne du courant traversant le composant bruyant. Si on associe à ces porteurs le courant I alors en régime de faible injection et pour une jonction idéale d'admittance il est montré la relation suivante:

$$Y = \frac{qI}{kT} \quad (1.21)$$

où I est le courant moyen qui parcourt le composant et $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ est la charge élémentaire.

Le bruit de grenaille est modélisé par une source de courant de densité spectrale S_{ig} donnée dans le cas d'une jonction idéale par :

$$S_{ig} = 2qI \quad (1.22)$$

Dans un dispositif bipolaire, cette composante de bruit est induite principalement par la jonction base/collecteur [16] et on parle alors de densités spectrales relatives à la base $S_{IB}=2qI_B$ et au collecteur $S_{IC}=2qI_C$.

En conséquence ces composants représentent les deux autres sources de bruit irréductibles qui sont présentes dans un transistor bipolaire. Toutefois, à ces sources de densité spectrale de puissance de bruit indépendante de la fréquence d'analyse (bruit blanc), il faut ajouter et donc déterminer les sources de bruit supplémentaires souvent dénommées *bruit en excès*. Que ce soit pour le bruit en $1/f$ ou le bruit de Génération-Recombinaison, les sources électroniques associées reflètent, en terme de défauts, la qualité des procédés technologiques utilisés et peuvent donc être très préjudiciables pour toute les applications faibles bruit.

3.3.1.b. Le bruit basse fréquence (BF) /le bruit en excès /le bruit réductible

Les deux principales sources de bruit en excès sont le bruit de génération/recombinaison et le bruit de scintillation en $1/f$.

Le bruit de génération-recombinaison

Le bruit de Génération-Recombinaison (G-R) est causé par la présence de défauts dans les semi-conducteurs qui piègent puis dépiègent les porteurs libres. Ce phénomène est du aux imperfections de la structure cristalline du semi-conducteur générant des niveaux d'énergie

situés dans la bande interdite de ce dernier. Ce type de bruit peut donc être particulièrement critique pour toute application faible bruit car la présence de ce plateau fréquentiel, d'autant plus s'il est très marqué, va inévitablement augmenter sensiblement le niveau de bruit BF global. Il peut cependant être réduit minimisant le nombre et la densité des pièges c'est-à-dire par une méthode d'élaboration des matériaux et de couches adaptées qui caractérise, heureusement, toute technologie microélectronique mature.

Le bruit en créneaux

Aussi appelé *bruit télégraphique*, *brust noise*, *bruit popcorn*, ou *crépitement*, il est également connu sous la dénomination de bruit RTS : *Random Telegraphic Signal*. C'est un cas spécifique du bruit G-R. Il a été découvert lors du développement de l'un des premiers amplificateurs opérationnels : le 709 [30]. Il s'agit essentiellement de créneaux de tension (ou de courant) dont l'amplitude varie de moins d'un microvolt à plusieurs centaines de microvolts. L'intervalle entre les créneaux est de l'ordre de la milliseconde. Le bruit en créneaux, dans un amplificateur audio, produit des '*pops*' qui lui ont valu le nom de *bruit popcorn*. L'apparition de ces '*pops*' est aléatoire : ils peuvent se manifester plusieurs fois par seconde puis disparaître pendant plusieurs minutes.

Les origines de ce bruit ne sont pas actuellement connues, mais il semble qu'elles soient liées à des imperfections dans les semi-conducteurs et à l'implantation d'ions lourds. Les conditions les plus favorables à l'apparition de ce bruit semblent être le fonctionnement à basses températures et la présence de résistance de forte valeur.

La plus grande partie du spectre de ce bruit se situe dans le domaine des fréquences audibles (de quelques centaines de Hz à quelques dizaines de kHz). La densité spectrale de puissance est la forme suivante :

$$D_b = K \frac{I^\gamma}{1 + (f / f_2)^2} \quad (1.23)$$

Le coefficient γ est compris entre 0,5 et 2, la fréquence de coupure f_c et la constante K sont des caractéristiques du composant.

Le bruit en 1/f

Également appelé *bruit de scintillation*, *bruit flicker*, *bruit en excès* ou *bruit rose*. Le bruit en $1/f$ est un bruit dont la densité spectrale de puissance est inversement proportionnelle

à la fréquence f . Cela signifie que plus la fréquence augmente, plus l'amplitude de ce bruit diminue. Les études théoriques indiquent que le bruit en $1/f$ est un bruit fondamental qui est intrinsèque à tout dispositif semi-conducteur. Même si ces origines sont assez mal définies, il est plutôt admis qu'il provienne de la fluctuation de la conductivité σ qui dépend de la mobilité μ et du nombre de porteurs N comme indiqué dans l'équation (1.24) :

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p) \quad (1.24)$$

Dans cette équation, μ_n et μ_p représentent la mobilité des électrons et des trous et n et p sont les densités respectives d'électrons et de trous. Si on considère que l'origine de ce bruit est préférentiellement liée à une fluctuation de mobilité (modèle de Hooge [31]) on parle de *bruit de volume*. Si l'hypothèse retenue considère davantage les phénomènes de piégeage-dépiégeage des porteurs libres (modèle de McWhorter [32]), les bruits sont dits de *surface* ou *d'interface*. Dans le cas général, l'expression de la densité spectrale des fluctuations de courant $S_i(f)$ pour un bruit en $1/f$ peut s'exprimer comme suit :

$$S_i(f) = \frac{\alpha_h}{f \cdot N} I^2 \quad (1.25)$$

$$\text{où } \alpha_h = \alpha_{h\mu} + \alpha_{hN} \quad (1.26)$$

α_h est un paramètre empirique appelé coefficient de Hooge global. Il est indépendant de l'origine exacte du bruit puisqu'il possède une première composante $\alpha_{h\mu}$ liée aux fluctuations de la mobilité et une seconde composante α_{hN} rendant compte des fluctuations du nombre de porteurs N en fonction du matériau et du dispositif. Enfin, f est la fréquence d'analyse.

Comme il est indiqué dans l'introduction du paragraphe, le bruit en $1/f$ est présenté dans tous les composants semi-conducteurs. Bien que le bruit majoritaire dans les résistances soit un bruit thermique, les résistances peuvent aussi présenter un bruit en $1/f$ si elles sont réalisées par des couches semiconductrices qui est alors donné par :

$$S_v = \frac{K}{f} \cdot \frac{R_0^2}{A} V^2 \quad (1.27)$$

où R_0^2 est la résistivité donnée d'une résistance intégrée avec une surface A , V est la tension appliquée à travers la résistance, et K est un paramètre empirique spécifique du dispositif et généralement dépendant de la polarisation.

Au niveau des transistors, il est généralement admis que les composants Metal-Oxide-Semiconductor (MOS) présentent des niveaux de bruit en $1/f$ largement plus élevés que dans les dispositifs bipolaires [17]. En effet, dans les Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET), la conduction se fait dans un canal qui est parallèle aux différentes couches. Plus précisément le transport de charges se fait principalement le long de l'interface oxyde-silicium du dispositif. De ce fait, les phénomènes de piégeage-dépiégeage sont plus nombreux en raison de la présence de nombreux pièges d'interface. A contrario, dans un dispositif Heterojonction Bipolar Transistor (HBT), le transport est perpendiculaire aux interfaces par construction, ce qui a pour effet de limiter ces phénomènes.

Typiquement, dans les dispositifs bipolaires, chacune des jonctions apporte sa contribution au bruit en $1/f$. La jonction émetteur-base polarisée en directe peut contribuer au bruit en $1/f$ [18] Il a été montré que la densité de bruit en courant d'une jonction est liée au paramètre de bruit K et est inversement proportionnelle à la surface de la jonction A_j comme écrit dans la relation (1.28) ci-après.

$$S_{I_j} = \frac{K}{f} \cdot \frac{I^2}{A_j} \quad (1.28)$$

En conséquence, pour décrire le comportement en bruit BF d'un transistor HBT, on doit tenir compte des sources de bruit en $1/f$ liée aux jonctions BE et BC [18] (équations (1.29) et (1.30)) ainsi que celle liée à la résistance extrinsèque d'émetteur $S_{V_{re}}$ (3.11)

$$S_{I_{eb}} = \frac{K_{eb} \cdot I_b^2}{A_e \cdot f} \quad (1.29)$$

$$S_{I_{cb}} = \frac{K_{cb} \cdot I_b^2}{A_e \cdot f} \quad (1.30)$$

$$S_{V_{re}} = I_e^2 \frac{K_{re} \cdot r_e^2}{A_e \cdot f} \quad (1.31)$$

où les paramètres de bruit K_{eb} , K_{cb} et K_{re} sont spécifiques à chacune des méthodes permettant de les déterminer citées dans [18,19,20]. Nous pouvons constater que les sources de bruit sont toutes liées à la surface d'émetteur du transistor HBT, il est donc préférable d'utiliser dans la mesure du possible une grande surface d'émetteur pour diminuer le bruit $1/f$.

3.3.1.c. Le bruit haute fréquence (HF)

À cette première contribution de bruit BF s'ajoute un bruit blanc haute fréquence HF dépendant de la puissance de sortie de l'oscillateur et souvent plus important que le plancher du bruit BF converti. Ce bruit sera additif, au contraire du bruit BF converti. Le bruit HF sera toujours présent et deviendra le principal problème, surtout dans un cas d'un signal de faible niveau de puissance. Ce bruit sera également prépondérant dans le plancher du bruit de phase d'un oscillateur. De ce fait pour déterminer le plancher de bruit, le bruit BF sera négligeable devant la contribution du bruit HF. La thèse de GRIBALDO S [21] présente la modélisation et la méthode pour mesurer ce bruit HF dans le plancher de bruit.

3.3.2. Conclusion

Le bruit de phase des oscillateurs peut être défini par trois types de bruit différents. Le premier est le bruit non réductible converti autour de la porteuse et le deuxième est le bruit réductible haute fréquence HF. Pour le bruit BF, nous distinguons deux styles de bruit : le bruit non réductible et le bruit réductible. Ces différents bruits sont résumés dans le tableau 1.3. Tous ces bruits contribuent au spectre de bruit de phase de l'oscillateur, ceci est détaillé dans la section suivante.

Pour réaliser un oscillateur à faible bruit de phase suite à ce qui a été développé dans ce chapitre, nous constatons qu'en premier lieu il faut bien choisir la filière et la technologie du transistor à utiliser, en effet la plupart des sources de bruits dépendent de la technologie des semi-conducteurs. Ainsi, les composants MOS présentent des niveaux de bruit en $1/f$ largement plus élevés que dans les dispositifs bipolaires pour les mêmes conditions de mesure

Bruit blanc (bruit non réductible)			
Style de bruit	Origine	Méthode pour réduire ce bruit	Référence
Bruit de diffusion	Fluctuations de la vitesse des porteurs de charge.	Choisir le composant minimisant ce bruit (HEMT).	[12]
Bruit thermique	Agitation thermique des porteurs de charges	Introduire du germanium dans la base de HBT et choisir une épaisseur de base plus fine et un niveau de dopage plus élevé.	[13], [14]
Bruit de grenaille	Passage des porteurs à travers une barrière de potentiel.	n.a. (Dépend fortement de la qualité du semi-conducteur.)	[15]
Bruit basse fréquence (BF) (Bruit réductible)			
Style de bruit	Origine	Méthode pour réduire ce bruit	Référence
Bruit G-R	Présence de défaut dans le semi conducteurs qui piègent puis dépiègent les porteurs.	Réduire le nombre et la densité des pièges mais dépend fortement de la qualité du semi-conducteur.	[21]
Bruit en créneaux	Actuellement inconnue, mais c'est un cas spécifique du bruit G-R.	n.a. (Dépend fortement de la qualité du semi-conducteur.)	[21]
Bruit en 1/f	Actuellement inconnues, mais il a une relation avec la fluctuation de mobilité des porteurs.	n.a. (Dépend la polarisation et la surface d'émetteur (HBT))	[18], [19] [20]
Bruit Haute Fréquence (HF)			
Le bruit HF dépend de la puissance sortie de l'oscillateur [21]			

Tableau 1. 3 : Tableau récapitulatif des origines du bruit dans les oscillateurs.

[17]. Concernant le bruit réductible, le bruit Génération-Recombinaison et le bruit en créneaux sont aussi dépendants de la qualité du semi-conducteur. Lors de la conception d'un oscillateur, après le choix de la technologie, il ne reste que le bruit en $1/f$ et le bruit HF que nous pouvons encore minimiser.

Le choix s'est donc porté sur la technologie des transistors HBT. Dans ce cas, nous avons la

formule de la source de bruit suivante :

$$S_{Bruit} = S_{Bruit 1/f} + S_{Bruit HF} \quad (1.32)$$

A partir de l'équation (1.28), une expression globale pour le dispositif bipolaire peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$S_{Bruit} = \frac{K}{f} \cdot \frac{I^2}{A_j} + S_{Bruit HF} \quad (1.33)$$

Dans la relation (1.33), où K présente un paramètre de bruit, I présente le courant qui passe à travers la jonction, A_j est la surface de la jonction, f est la fréquence mesurée. Enfin, nous constatons deux points importants pour réduire le bruit dans un oscillateur utilisant un transistor bipolaire. Premièrement, il est favorable d'augmenter la surface de la jonction base-émetteur; deuxièmement, il faut bien choisir le point de polarisation. En effet en augmentant le courant I (équation (1.33)), la puissance sortie de l'oscillateur va augmenter donc diminuer le bruit HF converti, mais le bruit en 1/f va augmenter. Il y a donc un compromis entre la puissance sortie de l'oscillateur et le courant consommé pour obtenir un faible bruit de phase.

3.4. Présentation des différentes modélisations du spectre du bruit de phase

Après la présentation de l'origine des bruits dans l'oscillateur et des méthodes pour déduire ces bruits, nous présentons dans cette partie 3 modèles du bruit de phase, afin de bien déterminer et améliorer le bruit de phase dans l'oscillateur.

3.4.1. Le modèle de KUROKAWA [22]

3.4.1.a. Définition du "Noise Measure"[10]:

Considérons le circuit de la figure 1.14 qui représente un oscillateur à Résistance Différentielle Négative (RDN) (nous présenterons ce modèle d'oscillateur plus en détail dans le chapitre suivant). Le bruit associé à la résistance négative est représenté par un générateur de tension de bruit équivalent.

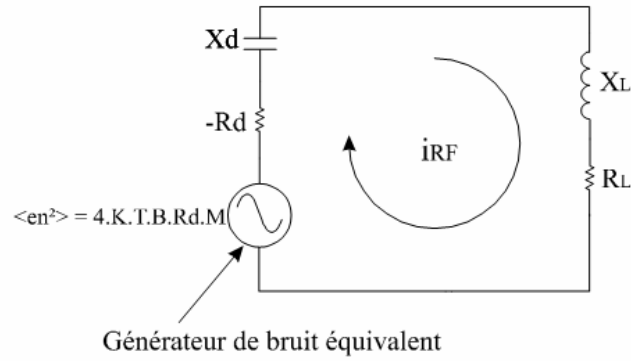


Figure 1.14 : Oscillateur à résistance différentielle négative

où M représente la mesure du bruit en excès du composant actif, aussi appelé "Noise Measure". Le bruit en $1/f$ peut être pris en compte en introduisant la fréquence de coupure f_α de ce bruit en $1/f$. L'expression de M est alors la suivante :

$$M = M_0 \left(1 + \frac{f_\alpha}{f_m} \right) \tag{1.34}$$

où M_0 correspond à la contribution des bruits à haute fréquence figure 1.15(a).

La mesure du bruit en excès augmente par ailleurs avec le niveau de la puissance délivrée par le composant, comme le montre la figure 1.15 (b). On voit donc que pour obtenir de bonnes performances de bruit, un oscillateur doit fonctionner à des niveaux de puissance de sortie relativement faibles [10].

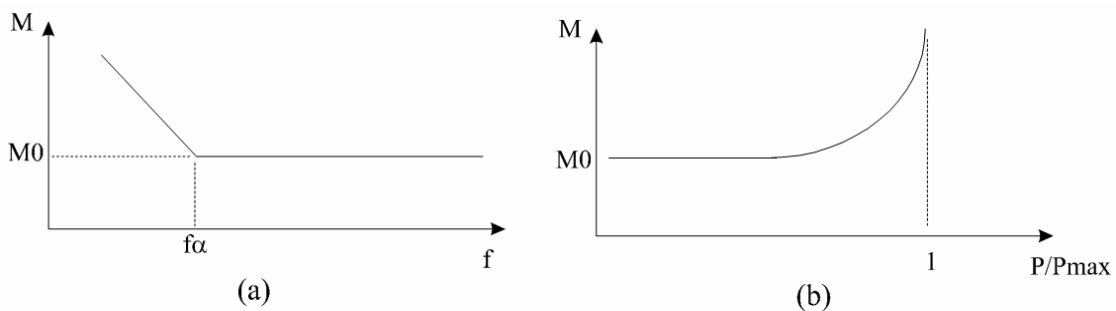


Figure 1.15 : Variation de M en fonction de la fréquence et de la puissance

Le bruit de phase d'un oscillateur RDN a été analysé en détail par KUROKAWA [22] qui a montré que, dans une bande de fréquence B à une distance fréquentielle f_m de la fréquence de

la porteuse, le bruit d'amplitude (AM) et le bruit de fréquence (FM), intégrés sur la bande d'analyse B et normalisés par rapport à la puissance de la porteuse, étaient donnés par :

$$MF : \frac{N}{C} = \frac{1}{2} \cdot \frac{M \cdot K \cdot T_0 \cdot B}{P_0} \cdot \left(\frac{f_0}{Q_{ext} \cdot f_m} \right)^2 \quad (1.35)$$

$$MA : \frac{N}{C} = \frac{1}{2} \cdot \frac{M \cdot K \cdot T_0 \cdot B}{P_0} \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{s}{2} \right)^2 + \left(\frac{Q_{ext} \cdot f_m}{f_0} \right)^2} \right) \quad (1.36)$$

où : $K \cdot T_0 = -174$ dBm/Hz, Q_{ext} est le coefficient de qualité externe du circuit de charge de l'oscillateur, P_0 et F_0 sont respectivement la puissance et la fréquence de sortie de l'oscillateur

Pour calculer le coefficient de qualité externe du circuit de charge de l'oscillateur nous utilisons la formule de Hobson, comme montré au-dessous (nous présentons plus en détail dans le chapitre suivant) :

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f} \cdot \left(s - \frac{1}{s} \right) \quad (1.37)$$

où f_0 est la fréquence de l'oscillation, Δf est la fréquence de pulling totale de l'oscillateur, s est le TOS (taux d'onde stationnaire) en sortie de l'oscillateur.

Le bruit AM contient un facteur s qui correspond à la pente de la décroissance de l'amplitude de la résistance différentielle négative en fonction du niveau de courant hyperfréquence la traversant. Pour un fonctionnement optimal ce facteur est très voisin de 2. Le spectre de bruit typique d'un oscillateur est illustré figure 1.16.

Comme nous pouvons constater que le spectre du bruit de phase (PM) est composé de 3 parties (figure 1.16) :

La partie 1 présente une pente de -30 dB par décade qui inclue la conversion du bruit en $1/f$ au pied de la porteuse, la partie 2 présente une pente de -20 dB par décade, entre ces deux parties se situe la fréquence de coupure f_α comme illustré dans la figure 1.16, la partie 3 est le plancher du bruit thermique qui survient du aux dispositifs actifs et aux pertes du résonateur. Q_L est le facteur de qualité en charge du résonateur (nous présenterons dans la section suivante).

Selon le modèle KUROKAWA, nous pouvons remarquer que l'augmentation de la puissance de sortie de l'oscillateur va réduire le bruit de phase, mais il faut bien trouver la meilleure puissance sortie pour chaque oscillateur car si nous augmentons trop la puissance en sortie, le bruit de phase va se dégrader (figure 1.14b) à cause de la mesure du bruit M en excès du composant actif. Ensuite, choisir un résonateur présentant un facteur de qualité Q élevé est une clé pour la conception d'un oscillateur faible bruit de phase. Enfin, il faut aussi choisir le composant actif présentant des niveaux faibles pour le bruit en $1/f$ pour réduire le bruit de phase.

KUROKAWA nous présente un critère qui permet d'améliorer la performance en bruit de phase de l'oscillateur lors de la conception. Comme illustré figure 1.17, la courbe en rouge représente l'évolution de $-Z_d$, étant l'impédance du composant actif en fonction de l'amplitude du niveau de signal à la fréquence d'oscillation et la courbe en bleu représente l'évaluation de l'impédance du circuit de charge en fonction de la fréquence. Selon KUROKAWA, si l'angle ϕ de l'intersection de ces courbes à la fréquence d'oscillation est de l'ordre de 90° , l'oscillateur présentera une stabilité maximale et un minimal bruit de phase. Nous présentons cette méthode plus en détail pour concevoir l'oscillateur à faible bruit de dans le chapitre suivant.

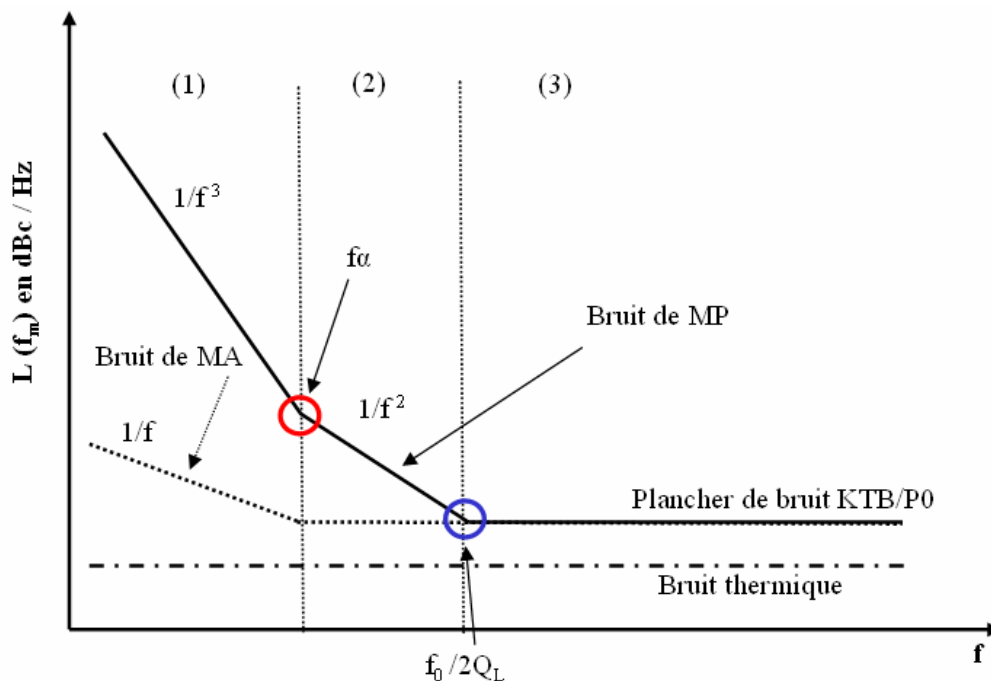


Figure 1.16: Spectres de bruit d'amplitude et de phase typique d'un oscillateur

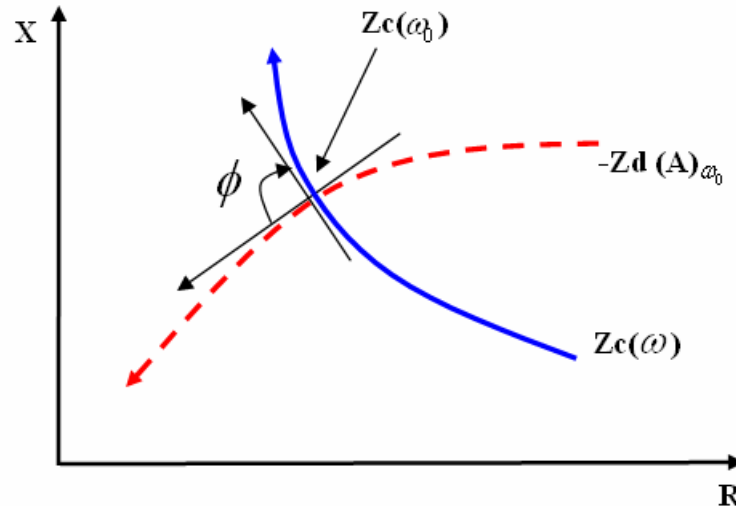
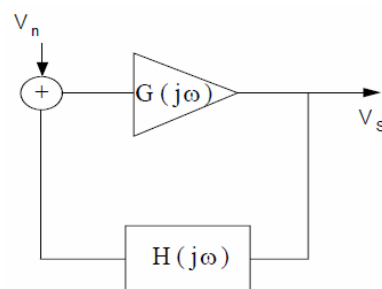


Figure 1.17 : Critère de KUROKAWA

3.4.2. Le modèle de Leesson-Cutler [23].

Un autre modèle souvent utilisé est le modèle de Leesson-Cutler. Ce modèle est un modèle linéaire du bruit de phase car il repose sur un modèle de bruit additif dans un système bouclé. Il est en effet le tout premier à décrire approximativement le phénomène de bruit de phase dans un oscillateur idéal à contre-réaction positive en utilisant l'analyse LTI (Linear Time Invariant), avec les pertes du résonateur comme les seules contributions de bruit.

Figure 1.18 : Diagramme bloc d'un oscillateur harmonique avec un bruit additif V_n .

Leeson et Culer considèrent que le bruit additif est modulé en fréquence au sein de la bande passante à -3 dB du résonateur ($B = \frac{\omega_0}{2 \cdot Q_L}$). Cette approche coïncide avec l'explication de la naissance du bruit de phase proposée dans la méthode quasi-statique (que nous présentons dans la session 2.5.1).

Les travaux de Leeson et Cutlter ont abouti à une expression empirique du bruit de phase d'un

oscillateur, basée sur de nombreuses mesures :

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot F \cdot K \cdot T}{P_s} \cdot \left[1 + \frac{f_0^2}{f_m^2} \cdot \frac{1}{4 \cdot Q_L^2} \right] \cdot \left[1 + \frac{f_c}{f_m} \right] \right) \quad (1.38)$$

où F est un paramètre empirique qui traduit la contribution en puissance de bruit de l'oscillateur, Q_L est le facteur de qualité en charge du résonateur, P_s est la puissance moyenne dissipée dans le résonateur, P_o et f_o sont respectivement la puissance et la fréquence de sortie de l'oscillateur et f_c est la fréquence de coupure (f_α dans le modèle KUROKAWA).

La formule de Lesson-Culter reproduit le spectre du bruit de phase simple de la figure 1.16. Nous pouvons obtenir quasiment le même résultat qu'avec le modèle KUROKAWA à condition de considérer que $F=M$.

Ce modèle nous indique donc des règles de conceptions bien claires mais il donne malheureusement peu d'information sur les phénomènes de conversion du bruit BF mis en jeu dans un oscillateur. En plus, cette approche linéaire, invariante dans le temps, n'est applicable réellement qu'aux oscillateurs LC en état stable, ce qui n'est pas vraiment le cas pour la plupart des oscillateurs pratiques.

3.4.3. Le modèle de Hajimiri et Lee [24, 25, 26]

Actuellement, les conceptions d'oscillateur utilisent souvent le modèle de Hajimiri et Lee. Ce modèle propose une technique de calcul du bruit de phase basée sur une étude de sensibilité de la phase d'un oscillateur à une injection de courant sur un nœud du circuit.

L'idée est de déterminer la réponse impulsionnelle de phase d'un oscillateur à résonateur LC (oscillateur Colpitts) excité par une injection de courant de faible amplitude à un nœud du circuit. Cette réponse impulsionnelle est notée $h_\phi(t, \tau)$, pour des impulsions de faible amplitude assimilable à des courants de bruit, l'oscillateur est considéré comme un système linéaire variant dans le temps.

Nous considérons que le signal de sortie de l'oscillateur, en négligeant le bruit d'amplitude, peut se mettre sous la forme :

$$V_s(t) = V_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + \phi(t)) \quad (1.39)$$

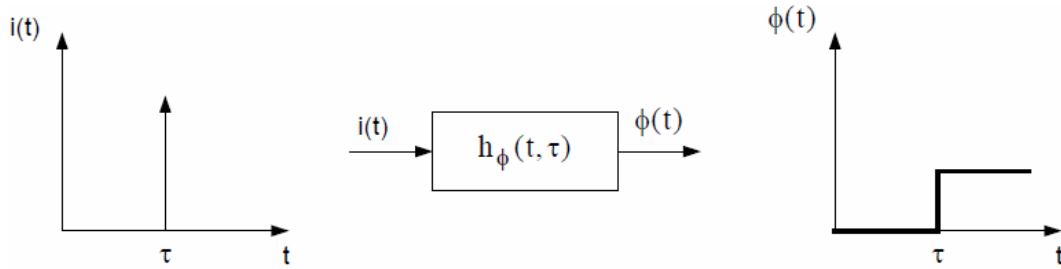


Figure 1.19 : Réponse impulsionnelle de la phase d'un oscillateur

Pour une injection de courant de faible amplitude, la phase de la tension de sortie de l'oscillateur s'assimile à une fonction échelon (figure 1.19). Cet excès de phase est à l'origine du bruit de phase.

Hajimiri indique que les variations de la phase dépendent du moment auquel est appliqué l'impulsion. Par exemple, dans le cas simple d'une source de courant bruitée en parallèle avec un circuit résonnant LC, la sensibilité de la phase de l'oscillateur à une impulsion de courant est minimale au maximum de la tension de sortie, et maximale aux passages par zéro de cette tension. Une impulsion de courant de bruit appliquée à l'instant où cette sensibilité est minimale contribue de manière moins importante au bruit de phase de l'oscillateur.

Hajimiri a alors établi un modèle qui tente d'expliquer les phénomènes de conversion de bruit.

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

$$h_\phi(t, \tau) = \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{MAX}} \cdot U(t - \tau) \quad (1.40)$$

où Γ représente la fonction de sensibilité en phase de l'oscillateur (ISF : Impulse Sensitivity Function). Cette fonction est périodique de fréquence f_0 puisque les valeurs des excès de phase varient au rythme du signal de sortie de l'oscillateur, périodique de fréquence f_0 , et. q_{MAX} représente la charge maximale au nœud du circuit où l'on applique l'impulsion. Elle représente la charge totale maximale injectée par l'impulsion de courant. U est la fonction échelon.

Nous considérons que notre impulsion de courant est appliquée sur un temps suffisamment long, de sorte que l'excès de phase total de l'oscillateur sous l'hypothèse d'un système linéaire puisse s'écrire comme suit :

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\phi}(t, \tau) \cdot i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{MAX}} \cdot i(\tau) d\tau \quad (1.41)$$

Comme la fonction Γ est périodique, elle peut être décomposée en série de Fourier :

$$\Gamma(\omega_0 \tau) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 \tau + \theta_n) \quad (1.42)$$

L'excès de phase total de l'oscillateur s'écrit alors :

$$\phi(t) = \frac{1}{q_{MAX}} \left[c_0 \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(n\omega_0 \tau + \theta_n) \cdot d\tau \right] \quad (1.43)$$

Si l'on prend l'exemple d'une perturbation de courant $i(t)$ injectée de façon sinusoïdale, $i(t) = I_0 \cos(\Delta\omega t)$ avec $\Delta\omega \ll \omega_0$, tous les termes sous l'intégrale ont une fréquence bien plus grande que $\Delta\omega$, et sont atténués significativement par l'intégration, mis à part le premier terme faisant intervenir le coefficient de Fourier c_0 . Dans ce cas, on obtient :

$$\phi(t) = \frac{I_0 \cdot c_0 \cdot \sin(\Delta\omega t)}{q_{MAX} \cdot \Delta\omega} \quad (1.44)$$

La densité spectrale de puissance associée à cet excès de phase $S_{\phi}(\omega)$ présente donc essentiellement une composante à $\Delta\omega$ et à $-\Delta\omega$.

Si la perturbation de courant injectée est de la forme $i(t) = I_0 \cos((n\omega_0 + \Delta\omega)t)$, le seul changement au niveau de l'expression de l'excès de phase de l'oscillateur est le coefficient de Fourier considéré, ici c_n au lieu de c_0 . La densité spectrale de puissance associée $S_{\phi}(\omega)$ garde donc toujours majoritairement deux composantes, une à $\Delta\omega$ et une à $-\Delta\omega$.

Le bruit de phase de l'oscillateur est calculé à partir de la variation de l'excès de phase $\phi(t)$ par modulation de phase (relation 1.39). La densité spectrale de puissance $S_{\phi}(\omega)$ associée à l'excès de phase se retrouve alors au niveau de la porteuse de l'oscillateur.

La figure 1.20 rend compte de la conversion d'un bruit, constitué de raies autour de la fréquence fondamentale ($\omega_0 + \Delta\omega$) et de ses harmoniques ($n\omega_0 + \Delta\omega$).

Le modèle d'Hajimiri montre qu'une composante spectrale de bruit à la fréquence $n\omega_0 \pm \Delta\omega$

(avec $n \in \mathbb{N}$) contribue au bruit de phase de l'oscillateur par l'intermédiaire des facteurs de conversion c_n .

Hajimiri exprime le spectre du bruit de phase comme la somme des contributions de chaque bande latérale de bruit à la pulsation $n\omega_0 \pm \Delta\omega$:

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10 \cdot \log \left[\frac{\frac{i_n^2}{\Delta f} \sum_k c_k^2}{4 \cdot q_{MAX}^2 \cdot \Delta\omega^2} \right] \quad (1.45)$$

où $\frac{i_n^2}{\Delta f}$ représente la densité spectrale d'un bruit injecté, avec Δf la largeur de la bande latérale de bruit (généralement Δf est égale à 1 Hz).

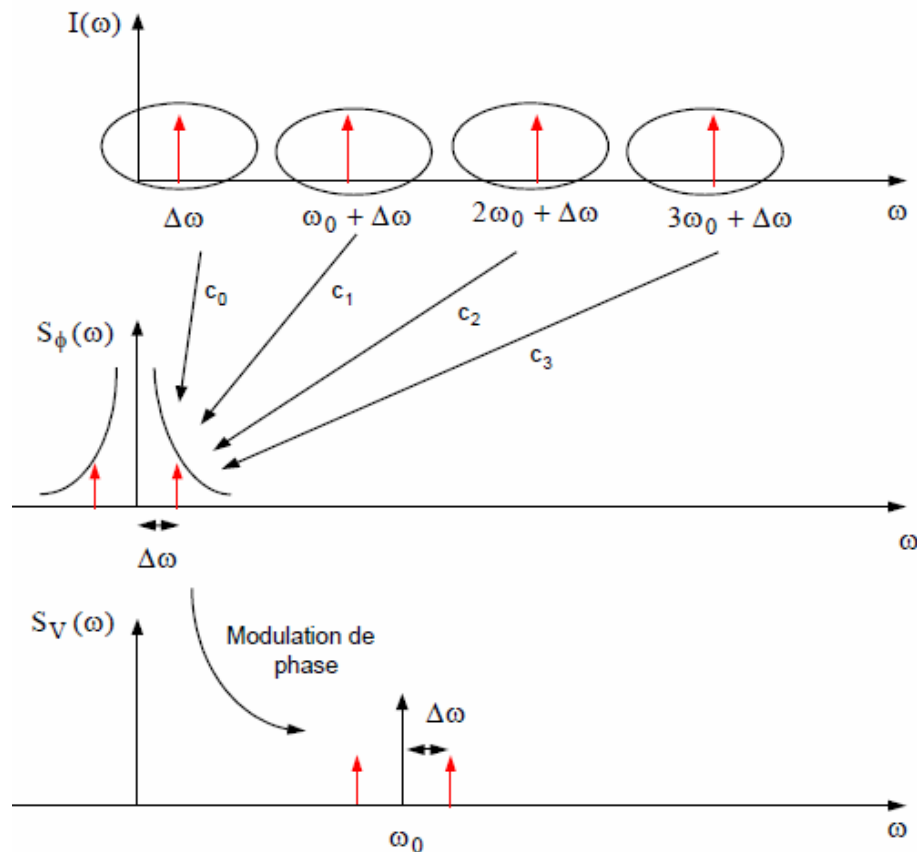


Figure 1.20 : Modèle de conversion d'un bruit en un bruit de phase en tenant compte uniquement du bruit dans la bande latérale supérieure.

La relation 1.45 peut être exprimée avec la fonction de sensibilité en phase de l'oscillateur :

$$\mathfrak{L}(\Delta\omega) = 10 \cdot \log \left[\frac{\overline{i_n^2} \cdot \Gamma_{RMS}^2}{\Delta f} \cdot \frac{1}{2 \cdot q_{MAX}^2 \cdot \Delta\omega^2} \right] \quad (1.46)$$

Deux régions se distinguent dans le comportement du spectre de bruit de phase : une pente en $1/f^2$ lorsque le bruit injecté est un bruit blanc, une pente $1/f$ ainsi qu'une pente en $1/f^3$ lorsque le bruit injecté est un bruit en $1/f$.

Hajimiri propose une expression pour le calcul de la fréquence de coupure $f_c(1/f_3)$ entre les régions en $1/f_3$ et $1/f_2$ (figure 1.16). Elle s'écrit :

$$f_{c(1/f^3)} = f_{c(1/f)} \cdot \left(\frac{c_0}{\Gamma_{RMS}} \right)^2 \quad (1.47)$$

où $f_{c(1/f^3)}$ est la fréquence de coupure entre les parties où la densité spectrale de la source de bruit i_n considérée évolue en $1/f$, et celles où elle est indépendante de la fréquence (bruit thermique).

Hajimiri a proposé une explication des phénomènes de conversion de bruit au niveau de l'oscillateur dans le cas général. Il a essayé d'appliquer cette méthode de calcul du spectre de bruit de phase pour différentes topologies d'oscillateur en considérant les sources de bruit réelles présentes dans ce type de circuit. Il distingue les sources de bruit aléatoire stationnaires, indépendantes du temps, comme le bruit thermique d'une résistance, et les sources de bruit aléatoires non stationnaires, dont certaines d'entre elles présentent une périodicité dans le temps. Ces sources de bruit sont dites cyclostationnaires. La source au bruit associée au courant collecteur d'un transistor HBT (bruit de grenaille) ou au courant de drain pour un FET a des propriétés cyclostationnaires. Cette source constitue la source de bruit prépondérante dans la plupart de l'oscillateur. Le modèle d'Hajimiri traite plus particulièrement de la conversion de ce type de source de bruit.

Un courant de bruit supposé blanc cyclostationnaire peut s'écrire comme la multiplication d'un courant de bruit blanc stationnaire $i_{no}(t)$ par une fonction déterministe périodique $\alpha(\omega_0 t)$ de pulsation ω_0 nommée fonction de modulation du bruit. Elle est normalisée par sa valeur maximale. Cette fonction est très fortement corrélée à la forme d'onde du courant de collecteur de l'oscillateur. Hajimiri applique toute la théorie décrite précédemment à ces sources cyclostationnaires en introduisant la fonction de sensibilité en phase effective Γ_{EEF} de

l'oscillateur suivante :

$$\Gamma_{EEF} = \Gamma(x) \cdot \alpha(x) \quad (1.48)$$

Excepté le terme Γ_{RMS}^2 remplacé par $\Gamma_{EEF,RMS}^2$, l'expression du spectre de bruit de phase (1.47) reste inchangée.

Pour minimiser le bruit de phase de l'oscillateur, il est important que lors de la conception on cherche des topologies d'oscillateur qui assurent une sensibilité en phase minimale. La structure différentielle de transistors s'avère être un bon choix. (nous présentons une comparaison de topologie différente dans le chapitre suivant)

Pour une topologie d'oscillateur donnée, l'optimisation du bruit de phase suppose une minimisation de la valeur RMS de la fonction de sensibilité en phase Γ_{EEF} . Pour ce faire, le transistor doit rester bloqué ($I_c(t)=0$) le plus longtemps possible, afin de limiter le temps d'activation de cette source de bruit en courant associée au courant collecteur. Idéalement, le temps d'activation de cette source de bruit doit être équivalent à une impulsion apparaissant au moment où la tension de sortie de l'oscillateur passe par un maximum. On a vu précédemment que la fonction de sensibilité était alors nulle. [25,26].

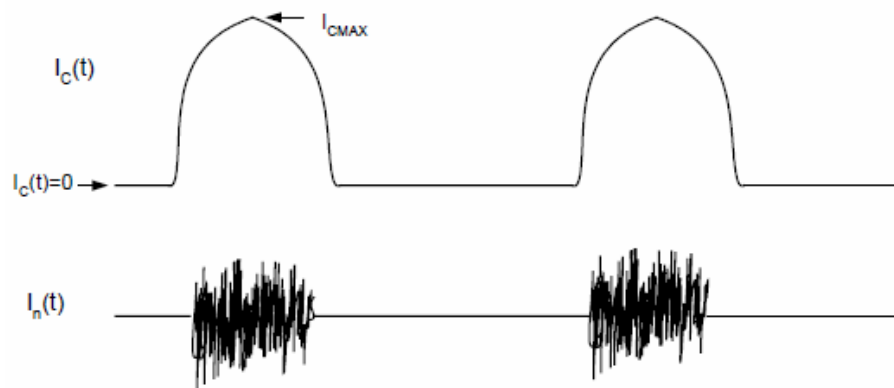


Figure 1.21 : Exemple de forme d'onde du courant collecteur et de sa source de bruit cyclostationnaire associée.

Ces observations montrent que la conception est soumise à des choix concernant les valeurs de certains paramètres clés de l'oscillateur, par exemple au niveau de la forme d'onde du courant collecteur. Selon le modèle d'Hajimiri, la forme d'onde de ce courant a une

importance capitale dans l'optimisation du bruit de phase. La classe de fonctionnement du transistor s'avère donc être un choix décisif.

En revanche, cette méthode comporte quelques inconvénients qu'il est important de mentionner. La plus grosse difficulté de cette méthode est le calcul de la fonction de sensibilité en phase Γ . Il faut injecter à des points du circuit judicieusement choisis des impulsions de courant, et mesurer l'excès de phase sur le signal de sortie de l'oscillateur. Cette impulsion de courant doit avoir une amplitude très faible pour assurer une réponse linéaire de la phase et simuler les sources de bruit présentes au sein de l'oscillateur; en général voisine de la dizaine de pA/Hz. Suite à cette injection de courant, il faut être capable de mesurer ou de calculer précisément par un logiciel de simulation l'excès de phase à la sortie de l'oscillateur, sachant que ce dernier est très faible. Ceci nécessite un appareillage de mesure très performant.

La conversion du bruit en $1/f$ n'est pas clairement expliquée. La partie stationnaire d'une source de bruit cyclostationnaire $i_{no}(t)$ est définie comme étant une source de bruit blanc. Hajimiri ne parle pas de composante de bruit en $1/f$. Au niveau de l'expression du spectre de bruit de phase, aucune distinction entre la conversion d'un bruit blanc et celle d'un bruit en $1/f$ n'est effectuée.

3.5. Approches de simulation du bruit de phase dans les transistors

Le bruit de phase d'un transistor peut être simulé à l'aide de son modèle de bruit basse fréquence (BF) car c'est essentiellement ce bruit qui va être converti autour de la porteuse. Ensuite il suffit de prendre en compte le bruit HF (additif) et on peut en déduire la réponse en bruit de phase de l'oscillateur.

Le bruit BF peut provenir de plusieurs sources de bruit présentes dans les transistors considérés. Par exemple pour un transistor bipolaire, on trouve du bruit thermique dans les résistances, du bruit de grenaille dans les jonctions, du bruit de génération-recombinaison(G-R) lié à la fluctuation du nombre de porteurs de charges et du bruit en $1/f$ dont l'origine est encore méconnue. Son origine semble quand même avoir deux hypothèses dominantes qui sont les fluctuations des porteurs de charges comme pour le bruit de G-R ou bien les fluctuations de la mobilité des porteurs. Ces différents types de bruit ont déjà été abordés dans la section 3.4 Pour calculer la conversion du bruit BF en bruit de phase, plusieurs techniques sont possibles. Nous présentons dans cette partie 2 méthodes souvent appliquées dans les

logiciels CAO (Cadence et ADS) pour simuler le bruit de phase dans l'oscillateur.

3.5.1. La méthode quasi-statique

Une première approche se base sur une perturbation directe de l'état fort signal par bruit supposé quasi-statique. On simule en fait une modulation directe de la fréquence de l'amplificateur par une tension ou un courant BF. Cette approche correspond à la fonction *pnfm* (phase noise frequency modulated) intégrée à ADS.

Cette méthode est basée sur le principe qu'une perturbation basse fréquence ΔV au sein du circuit entraîne une fluctuation de phase $\Delta\phi$ au niveau du transistor, qui va être compensée par une fluctuation de fréquence Δf de la fréquence du signal d'oscillation, de façon à maintenir la condition d'oscillation relative à la phase.

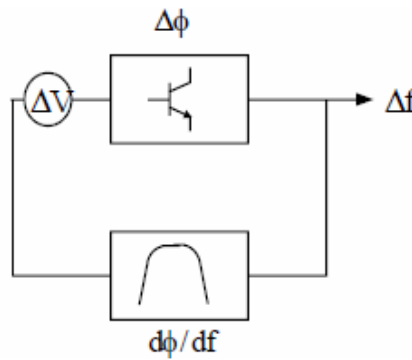


Figure 1.22 : description qualitative des processus de conversion dans un oscillateur

où ΔV est le bruit BF équivalent en entrée du transistor, Δf est le bruit de fréquence de l'oscillateur, $\Delta\phi$ est le bruit de phase du transistor en boucle ouverte et $d\phi/df$ est la réponse en phase du résonateur à une variation de fréquence.

Il en découle une relation simple reliant les fluctuations de tension ΔV aux fluctuations de fréquence Δf , qui peut s'écrire comme suit :

$$\Delta f = \frac{\Delta\phi}{\frac{d\phi}{df}} = \frac{k\Delta V}{\frac{d\phi}{df}} \quad (1.49)$$

où k est le coefficient de conversion du bruit basse fréquence en bruit de fréquence ou de phase.

La réponse en phase $d\phi/df$ d'un résonateur en transmission au voisinage de la fréquence d'oscillation f_0 s'exprime comme suit :

$$\frac{d\phi}{df} = \frac{2 \cdot Q_L}{f_0} \quad (1.50)$$

où Q_L est le facteur de qualité en charge du résonateur.

Les fluctuations de fréquence Δf s'écrivent alors :

$$\Delta f = \frac{f_0}{2 \cdot Q_L} \cdot k \cdot \Delta V \quad (1.51)$$

L'équation 1.51 traduit un mécanisme de mélange ou de conversion dû au comportement non linéaire de l'oscillateur.

Ce phénomène de modulation de fréquence n'apparaît que pour des fréquences d'analyse en bruit f_m inférieures à la bande d'accrochage de l'élément passif de l'oscillateur définie par le rapport $f_0/2Q_L$. On peut alors définir un coefficient de conversion k_c (en Hz/V) comme étant le rapport des fluctuations de fréquence Δf sur le bruit équivalent ΔV en entrée du transistor ;

$$k_c = \frac{f_0 \cdot k}{2 \cdot Q_L} \quad (1.52)$$

La méthode quasi-statique, également nommée méthode du facteur de pushing, est une technique simple qui consiste à évaluer le coefficient de conversion k_c par une étude de la sensibilité en fréquence de l'oscillateur à de petites variations continues autour du point de polarisation du composant actif. Ainsi, la tension de polarisation du transistor V_{POLAR} devient $V_{POLAR} + c$ avec $\Delta V \ll V_{POLAR}$.

Cette étude revient alors à étudier le facteur de pushing :

$$k_p = \frac{\Delta f}{\Delta V_{BE,DC}} \quad (1.53)$$

k_p est supposé être constant quelle que soit la distance f_m .

Selon (1.15), nous avons $S_{\phi}(\Delta f)_{MF(DSB)} = \frac{2\Delta f_{rms}^2}{2fm^2} = \frac{\Delta f_{rms}^2}{fm^2} = \frac{m^2}{2}$, alors

$\mathfrak{L}(f_m) = 10 \log\left(\frac{m^2}{4}\right) = 20 \log\left(\frac{\Delta f_{rms}}{2 \cdot f_m}\right)$ relié au facteur de pushing, nous obtenons le formule

bruit de phase selon la méthode quasi-statique.

$$\mathfrak{L}(f_m) = 20 \cdot \log\left(\frac{k_P \cdot e_n}{\sqrt{2} f_m}\right) \quad (1.54)$$

où e_n représente la tension de bruit *rms* équivalente ramenée à l'entrée du transistor. La relation (1.54) donne le comportement du spectre de bruit de phase d'un oscillateur micro-onde (Figure 1.15).

Cette méthode s'avère quelque peu fastidieuse à mettre en œuvre. En effet, la perturbation DC ne doit être ni trop importante, sous peine de changer l'état de polarisation du transistor et donc son point de fonctionnement, ni trop faible car dans ce cas la perturbation devient transparente pour le logiciel : on rentre dans la précision de calcul. Cette méthode implique d'autre part quelques calculs supplémentaires après la simulation elle-même. Le principal avantage est que la simulation s'en trouve donc allégée, d'où un gain en temps de simulation substantiel. Ce gain en temps et en simplicité est cependant soumis à quelques conditions. En effet, cette méthode ne sera simplifiée que lorsqu'il n'y pas, dans le circuit simulé, d'éléments susceptibles d'induire une réponse en fréquence non constante à basse fréquence. Par exemple, dans le cas où le circuit de polarisation utilise une capacité de forte valeur, plusieurs étapes de calculs supplémentaires sont nécessaire [21,35]. En l'absence de tels composants, cette méthode reste malgré tout la plus rapide et la plus simple à mettre en œuvre pour calculer la conversion du bruit dans un circuit micro-onde. Pour cette raison, nous présentons la deuxième méthode dans la session suivante.

3.5.2. La méthode paramétrique ou méthode des matrices de conversion [27]

Le logiciel ADS nous propose une méthode de calcul du spectre de bruit de phase *pn-mx* (phase noise from mixing analysis). Il tient compte des phénomènes de conversion AM/PM, ainsi que du mélange ramenant le bruit converti autour de l'harmonique au niveau de la porteuse. Elle permet d'étudier la conversion du bruit BF en bruit de phase et d'amplitude autour du signal d'oscillation. Pour ce faire, elle considère que tous les éléments

non linéaires du circuit attaqués par des signaux utiles de forte amplitude sont soumis à des signaux de bruit de faible amplitude [28]. La technique de calcul par les matrices de conversion nécessite un réglage de « l'oversample » pour éviter les problèmes de repliement de spectre lors des calculs des Transformées de Fourier. Le calcul devient alors plus précis et les problèmes de convergence disparaissent. Une approche est disponible pour les oscillateurs dans le logiciel ADS par la fonction *pnmix* (phase noise through mixing)

Nous allons expliquer brièvement le formalisme des matrices de conversion et la technique de calcul du spectre de bruit de phase qui en découle. Cette technique suppose que le régime établi de l'oscillateur étudié soit parfaitement connue. La fréquence d'oscillation, le niveau des harmoniques, les courants et les tensions dans le circuit sont donc déterminés par une étude préalable.

Considérons un élément non linéaire, type dipôle, attaqué par un signal de forte amplitude $v(t)$ et de fréquence f_0 . Le comportement de cet élément est défini par la fonction non-linéaire f telle que $i(t)=f(v(t))$. Supposons à ce fort signal $v(t)$ un signal de perturbation (bruit) de faible amplitude $\delta v(t)$ et de fréquence f_M ; vis-à-vis du signal bruit, le point de polarisation de cet élément n'est plus fixé mais varie de façon périodique avec le signal de forte amplitude. Le courant total $i(t)$ s'écrit alors en effectuant un développement de Taylor au premier ordre au voisinage d'un point de polarisation non plus constant mais variable :

$$i(v(t) + \delta v(t)) \approx i(t) + \delta i(t) = f(v(t)) + \left[\frac{\partial f}{\partial v} \right] (v(t)) \delta v(t) \quad (1.55)$$

où $\delta i(t)$ représente la réponse de l'élément à la perturbation $\delta v(t)$. Son expression est donnée par :

$$\delta i(t) = \left[\frac{\partial f}{\partial v} \right] (v(t)) \cdot \delta v(t) \quad (1.56)$$

La réponse $\delta i(t)$ est donc le produit du signal de perturbation par la dérivée de la fonction décrivant la non-linéarité par rapport au signal de commande appliquée à la tension fort signal. La fonction non linéaire appliquée à la tension fort signal $f(v(t))$ est périodique et de période $T_0 = 1/f_0$ puisque l'on se place en régime établi. Par suite, il en est de même pour sa

dérivée, nommée conductance différentielle g . On peut la développer en série de Fourier à la pulsation ω_0 :

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} g_n e^{jn\omega_0 t} \quad (1.57)$$

$$\delta i(t) = g(t) \cdot \delta v(t) \quad (1.58)$$

Cette relation montre que des perturbations de faibles amplitudes de fréquence f_M vont créer, par mélange avec la conductance différentielle g , des bandes latérales supérieures et inférieures autour de la composante fondamentale et des composants harmoniques du signal de forte amplitude.

Le but de la méthode paramétrique est de calculer le spectre du bruit de phase d'un oscillateur en déterminant les tensions de bruit de modulation de fréquence $k.f_0 + f_M$ dues à la conversion du bruit BF autour du signal d'oscillation (figure 1.23). Une relation permet de relier les spectres de bruit de phase et d'amplitude à ces tensions ou courants de bruit. Nous ne développerons pas les étapes du calcul de cette expression dans ce manuscrit. Tous les détails se trouvent dans les références [27,28]

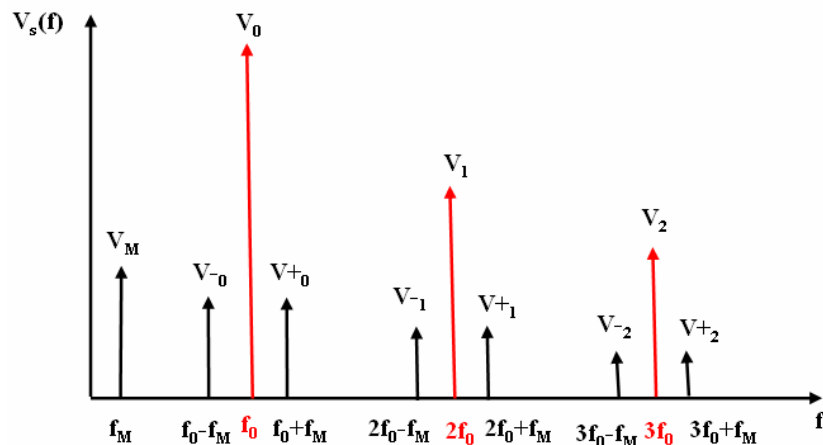


Figure 1.23 : Modulation de la porteuse par le bruit.

L'expression générale de la densité spectrale de bruit autour de la $k^{\text{ième}}$ harmonique peut se mettre sous la forme :

$$S_{\phi k} = \frac{|V_{-k}|^2 + |V_{+k}|^2 - 2\Re(V_{-k}^* \cdot V_{+k} \cdot e^{2j\phi_k})}{|V_k|^2} \quad (1.59)$$

où : $V_{-k} = V(k \cdot f_0 - f_M)$ est la tension de bruit à la fréquence $k \cdot f_0 - f_M$;

$V_{+k} = V(k \cdot f_0 + f_M)$ est la tension de bruit à la fréquence $k \cdot f_0 + f_M$;

V_k et ϕ_k sont respectivement l'amplitude et la phase de la tension à la fréquence $k \cdot f_0$.

Ici $S_{\phi k}$ représente la densité spectrale de bruit de phase double bande normalisée par rapport au niveau de puissance de la $k^{\text{ième}}$ harmonique. Le bruit de phase en bande latérale unique au niveau de la $k^{\text{ième}}$ harmonique s'obtient directement en passant au logarithme :

$$\mathcal{L}(f) = 10 \log(S_{\phi k}) - 3 \text{dB} \quad (1.60)$$

Le calcul du spectre du bruit de phase repose alors sur la détermination de toutes ces tensions de bruit. L'élément non linéaire est commandé par une tension de spectre identique à celui présenté sur la figure 1.22. Il y a alors superposition du régime établi constitué par la porteuse et ses harmoniques, et d'un signal de perturbation de faible amplitude $\delta v(t)$ composé de toutes les bandes latérales de bruit que l'on cherche à déterminer.

Cette perturbation $\delta v(t)$ peut s'écrire comme suit :

$$\delta v(t) = V_M \cdot e^{j\omega_M t} + \sum_{k=1}^{\infty} (V_{-k} \cdot e^{j(k\omega_0 - \omega_M)t} + V_{+k} \cdot e^{j(k\omega_0 + \omega_M)t}) \quad (1.61)$$

À une perturbation de tension $\delta v(t)$ est associée une perturbation de courant $\delta i(t)$ qui contient les mêmes composantes, c'est-à-dire :

$$\delta i(t) = I_M \cdot e^{j\omega_M t} + \sum_{k=1}^{\infty} (I_{-k} \cdot e^{j(k\omega_0 - \omega_M)t} + I_{+k} \cdot e^{j(k\omega_0 + \omega_M)t}) \quad (1.62)$$

En développant la relation (1.58) où la conductance est remplacée par son expression (1.57), la perturbation $\delta v(t)$ par son expression (1.61), et la perturbation $\delta i(t)$ par son expression (1.62), et en identifiant composante par composante, on aboutit à la relation matricielle ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ I_{-2} \\ I_{-1} \\ I_M \\ I_{+1} \\ I_{+2} \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & g_4 & \cdot \\ \cdot & g_{-1} & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdot \\ \cdot & g_{-2} & g_{-1} & g_0 & g_1 & g_2 & \cdot \\ \cdot & g_{-3} & g_{-2} & g_{-1} & g_0 & g_1 & \cdot \\ \cdot & g_{-4} & g_{-3} & g_{-2} & g_{-1} & g_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ V_{-2} \\ V_{-1} \\ V_M \\ V_{+1} \\ V_{+2} \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

On définit ainsi la matrice de conversion $[G]$ de l'élément non linéaire telle que $[\Delta I] = [G] \times [\Delta V]$. Cette matrice est formée des coefficients du développement en série de Fourier de la conductance différentielle g de l'élément considéré. Elle traduit le comportement de la non-linéarité du bruit en présence d'un signal de forte amplitude. Ce formalisme peut s'appliquer à tous les types de non-linéarités. Lorsque la non-linéarité dépend de plusieurs signaux de commande, une matrice de conversion est associée à chacun d'entre eux.

Il reste à calculer les tensions et les courants de bruit. Il faut dans un premier temps établir les matrices de corrélation des sources de bruit. Chaque générateur de bruit du circuit est caractérisé par une matrice de corrélation. Cette matrice contient sur sa diagonale les densités spectrales du générateur de bruit considéré aux différentes fréquences d'analyse du bruit de phase (typiquement, ces fréquences sont comprises entre 100 Hz et 100 kHz), tous les autres termes de la matrice sont des termes d'intercorrélation entre les différentes fréquences étudiées.

Ensuite, il reste à calculer les matrices $[Y]$ ou $[Z]$ du circuit linéaire de l'oscillateur (éléments passifs).

Enfin, connaissant les matrices de conversion associées à chaque non-linéarité de l'oscillateur, les matrices $[Y]$ ou $[Z]$ du circuit linéaire de corrélation des générateurs de bruit, il est possible de calculer en tout point du circuit les tensions ou courants de bruit par une analyse nodale.[27]

Au final, la relation (1.59) nous permet de calculer le bruit de phase résultant.

Les deux méthodes présentées (méthode quasi-statique et méthode paramétrique) sont les méthodes les plus classiques pour calculer le bruit de phase. La première propose une expression du bruit de phase basée sur une étude de sensibilité alors que la deuxième repose

sur un algorithme de calcul plus rigoureux et donne des résultats satisfaisants dans la plupart des cas. Dans ce manuscrit, nous utilisons une méthode qui mélange la méthode paramétrique avec une source de bruit sur l'alimentation, afin de simuler plus précisément le bruit de phase globale des oscillateurs. (Nous présentons cette méthode plus en détail dans le prochain chapitre).

4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le développement d'horloge atomique, le programme américain *Chip-Scale-Atomic Clock* (CSAC) et le projet ANR *Micro-Horloge Atomique* pour les Systèmes de Télécommunication (MHAAT) dans lequel s'inscrit cette thèse. L'importance d'un oscillateur à faible bruit de phase a aussi été présentée pour concevoir une micro-horloge atomique hyper stable en fréquence. Afin de justifier notre motivation et notre choix pour réaliser un oscillateur à faible bruit de phase, différentes sources de bruit et différents modèles de bruit de phase ont été étudiés. Enfin l'objectif des travaux présentés dans ce manuscrit est d'étudier précisément la conception, la réalisation et la mesure d'un oscillateur à faible bruit de phase et aussi une synthèse de la fréquence pour une application de la micro-horloge atomique.

L'étude préalable, décrite dans ce chapitre, a permis de mettre en avant les points importants à prendre en compte pour la conception d'un oscillateur très faible bruit de phase. Ces points sont les suivants :

- Choisir une technologie apportant le moins de bruit en $1/f$. Par exemple, le transistor bipolaire possède moins de bruit en $1/f$ qu'un transistor MOS (dans les mêmes conditions de mesure) [17]
- Optimiser la surface de jonction du transistor pour minimiser le bruit BF. Par exemple un transistor HBT à grande surface de jonction émetteur base sera un bon choix. [18]
- Déterminer la topologie permettant de minimiser le bruit en $1/f$ et donc le bruit de phase.
- Choisir le point de la polarisation des composants pour améliorer le bruit de phase.
- Opter pour un résonateur ayant un facteur de qualité élevé.
- Déterminer l'impédance Z_d du composant à RDN et l'impédance du résonateur Z_L de

sorte que $-Z_d(A, \omega_0)$ et $Z_L(\omega)$ se croisent à angle droit à la fréquence d'oscillation.

- Déterminer le coefficient de qualité externe, Q_{ext} , de l'oscillateur. Si $Q_L = Q_0/2$ (ou $Q_{ext} = Q_0$) le bruit de phase de l'oscillateur sera optimal selon [33]
- Choisir le bon compromis entre le bruit de phase et la puissance de sortie d'oscillateur, selon [28].

Le chapitre suivant présente une comparaison de différentes topologies d'oscillateur à faible bruit de phase nous permettant d'illustrer les points détaillés dans ce première chapitre et de définir la topologie optimale.

5. Bibliographie

- [1]. J. Rutman, "Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress," *Proceedings IEEE*, vol. 66, pp. 1048–1075, Sept. 1978.
- [2]. J. Vanier et C. Audoin, "The Quantum Physics of Atomic Frequency Standards," Adam Hilger, Bristol, 1989.
- [3]. Svenja Knappe, et al., "A microfabricated atomic clock" *Applied physics letters* vol 85 (9), pp 1460-1462, 2004.
- [4]. R. Lutwak et al., "The Chip-Scale Atomic Clock – Recent Development Progress", *Proceedings of the 35th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting*, San Diego, CA, pp. 467-478, 2-4 December, 2003.
- [5]. R. Lutwak et al., "The Chip-Scale Atomic Clock – Low-Power Physics Package", *Proceedings of the 36th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting* December 7-9, 2004, Washington, DC, , Washington, DC, pp. 339-354, 7-9 December, 2004.
- [6]. R. Lutwak et al., "The chip-scale atomic clock - low-power physics package," in *Proc. of the 36th Annual Precise Time and Time Interval Systems (PTTI), Systems and Applications Meeting*, Washington, D.C., USA (U.S. Naval Observatory, Washington, D.C.), pp. 339-354, 7-9 December 2004,
- [7]. C. Audoin et al. "A Limit to the frequency stability of passive frequency standards due to an Intermodulation effect," *IEEE Trans. on Instrument. and Meas.* ; vol 40(2), april, pp. 121-125, 1991.
- [8]. R. Barillet et al. "Limitation of the clock frequency stability by the interrogation frequency noise: Experimental Results," *IEEE Trans. on Instrument. and Meas.* ; 42(2), pp. 276–280, april 1993.
- [9]. RAZAVI B, "A study of phase noise in CMOS oscillator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol 31, pp 331-343, March 1996.
- [10]. Gregory L, "Nouvelles Architectures de sources stables programmables en gamme millimétrique et centimétrique," PhD thesis, Université de Lille 1, France, pp. 17-19, 2000.
- [11]. S. Okwit, "An Historical View of the Evolution of Low-Noise Concepts and

- Technique, Microwave Theory and Techniques,” IEEE Transactions on Microwave theory and technologies, vol. 32 (9), pp. 1068-1082, Sep 1984.
- [12]. C. Dalle and M.R. Friscourt, (Juin 1997) “Bruit d’un oscillateur,” [Online]. Available: <http://www.polytech-lille.fr/cours-puissance-microonde/pagea103.htm>.
- [13]. J. B. Johnson, “Thermal Agitation of Electricity in Conductors, Phys,” Rev., vol. 32, p.97, Jul 1928.
- [14]. H. Nyquist, “Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors,” Phys. Rev., vol.32, pp.110-113, Jul 1928.
- [15]. José Cruz, “Contribution à la conception de systèmes de radiocommunications : de la modélisation de transistors bipolaires à l’évaluation des performances du système d’émission-réception,” PhD thesis, INSA de Lyon, France, pp.62, 2007.
- [16]. G. Niu, “Noise in SiGe HBT RF technology: physics, modeling, and circuit implications,” Proceedings of the IEEE, vol 93 (9), pp. 1589-1597, sept. 2005.
- [17]. LEE.T.H. “The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuit,” Cambridge University Press, 1988.
- [18]. HAAREN B. V. et al. “Noise properties of SiGe heterojunction bipolar transistors,” IEEE conference in Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp 24-32, Sept. 1998.
- [19]. TARTARIN J.G. et al. “Noise properties in SiGe BiCMOS devices,” IEEE conference In High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, , pp. 131-136, Nov. 1999.
- [20]. MOLLER. J. et al. “An improved model for high frequency noise in BJTs and HBTs interpolating between the quasi-thermal approach and the correlated-short-noise model,” IEEE conference in Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp. 228-231, Sept 2002.
- [21]. GRIBALDO Sébastien “Modélisation non-linéaire et en bruit de composantes micro-ondes pour applications à faible bruit de phase,” PhD thesis, Toulouse : Université PAUL Sabatier, France, pp 23-26, 2008.
- [22]. KUROKAWA. K “Injection locking of microwave solid state oscillator circuits,” Proceeding of IEEE, vol 61 (10), pp 1386-1410, oct. 1973.
- [23]. LEESON D.B. “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” Proceeding of IEEE, vol. 54 (2), pp 329-330, February 1966.

- [24]. HAJIMIRI A., LEE T. H “The Design of Low Noise Oscillator,” Boston (USA): Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [25]. HAJIMIRI A., LEE T. H “A general theory of phase noise in electrical oscillators,” IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.33 (2), pp 179-194, 1998.
- [26]. HAJIMIRI A., LEE T. H “Oscillator Phase Noise: A TUTORIAL,” IEEE Journal of Solid State Circuits, vol 35 (3), pp 326-336, 2000.
- [27]. A. Laloue, “Modélisation non lineaire distribuée des transistors à effet de champ : Application à l’analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques,” PhD thesis, Université de Limoges, France, 2001.
- [28]. J. Verdier, “Analysis of Noise Up-conversion in Microwave field-effect transistor Oscillators,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techinques, Vol 44 (8), Aug. 1996.
- [29]. Svenja Knappe “MEMS Atomic Clocks Comprehensive Microsystems,” Elsevier B.V. pp 571-612, 2008.
- [30]. Wikipédia, “Bruit en créneaux,” [Online]. Available: http://fr.wikipedia.org/wiki/Bruit_en_cr%C3%A9neaux
- [31]. M. Tacano, “Hooge fluctuation parameter of semiconductor microstructures,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 40, pp 2060-2064, Nov 1993.
- [32]. F.N. HOOGE, “1/f Noise Sources,” IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, pp 1926-1935, Nov. 1994.
- [33]. M. Prigent et al. “An efficient Design method of Microwave Circuits for Minimum Phase Noise,” IEEE transactions on Microwave theory and Techniques, vol.47 (7), July, 1999.
- [34]. Claude Cohen-Tannoudji, “Horoges Atomiques et atomes ultrafroids,” Congrès du centenaire de l’UdPPC Besançon, 27 October 2006.
- [35]. M. Regis, “Contribution à la conception des oscillateurs micro-ondes à haute pureté spectrale à base de transistors bipolaires silicium et silicium-germanium,” PhD thesis, Université de Toulouse, France, 1999.

Chapitre II

Comparaison de différentes topologies d'oscillateurs à faible bruit de phase à base de résonateur BAW

TABLE DES MATIERES DU CHAPITRE II

6. Introduction	58
7. Concepts fondamentaux pour la réalisation d'oscillateur	59
7.1. Oscillateur en transmission ou à contre-réaction parallèle.....	59
7.2. Oscillateur à Résistance Différentielle Négative (RDN)	60
8. Introduction de la résonance d'acoustique de volume (BAW)	62
8.1. Le résonateur BAW ou les résonateur micro-ondes classiques	62
8.2. Les deux familles principales de résonateurs BAW intégrés : Les FBAR et les SMR 64	64
8.3. Modélisation de résonateur à ondes acoustiques de volume.....	65
8.3.1. Le modèle 'Modified Butterworth Van Dyke' (MBVD)[41]	65
8.3.2. Résultats de simulation sous ADS.	67
8.3.3. Accord de la fréquence de résonance du résonateur BAW	69
8.4. Caractérisation de résonateur BAW	73
9. Filière technologique BiCMOS SiGe:C 0.25 μm	75
10. Etude de différentes topologies d'oscillateurs utilisant un résonateur BAW à 2,1 GHz.....	79
10.1. Conception, réalisation et test d'oscillateurs utilisant la topologie base commune (C.B.)	80
10.1.1. Optimisation de la valeur de l'inductance (L_b) sur la base du transistor.....	81
10.1.2. Analyse linéaire de l'oscillateur.....	83
10.1.3. Analyse non-linéaire de l'oscillateur.....	86
10.1.4. Optimisation du point de polarisation.	87
10.1.5. Influence du bruit d'alimentation continue.	89
10.1.6. Réalisation des masques et conclusions sur les résultats de simulation.....	91
10.1.7. Caractérisations expérimentales.	93
10.1.8. Conclusions	100
10.2. Topologie Colpitts et Colpitts Différentielle.....	101
10.3. Topologie Colpitts Différentielle Harmonique 2.	108
10.4. Topologie envisagée_ Double Colpitts Différentiel.....	112
11. Conclusion	116
12. Bibliographie.....	119

6. Introduction

Le bruit de phase des oscillateurs hyperfréquences dépend avant tout du bruit de la partie active. En effet, la plupart des éléments résonants utilisés en hautes fréquences sont purement passifs (résonateur LC, résonateur quartz...) et ne contribuent pas de façons significatives (sauf exception) au bruit global de l'oscillateur. Dans certains cas, il peut être judicieux de changer complètement la nature de la résonance pour obtenir un fort coefficient de qualité dans un volume réduit. Ceci peut être obtenu en transposant une résonance acoustique, ou encore une résonance optique, dans la gamme de RF ou microonde. L'utilisation en hyperfréquence d'une résonance acoustique a fait l'objet du plus grand nombre de travaux, entre autre la résonance d'acoustique de volume (bulk acoustic wave, BAW) est très intéressante, du fait qu'elle permet d'obtenir des résonateurs fort coefficient de qualité jusqu'à quelques GHz ($Q=1000$ à 2GHz), dans une volume réduit (environs $300\ \mu\text{m}^2$) et qu'elle est compatible avec la technologie BiCMOS et CMOS. Ces dispositifs sont développés sous deux formes distinctes : les FBAR (Film Bulk ACOUSTIC Resonator) et les SMR (Solidly Mounted Resonator). C'est le deuxième type de résonateur fabriqué par le LETI que nous avons utilisé.

Concernant le composant actif, nous avons choisi la filière BiCMOS RF7 de STMicroelectronics qui présente une fréquence de coupure en $1/f$ du bruit d'environ 2 KHz en théorie et qui était ouverte en fonderie multi-clients. Sur cette base, nous présentons dans ce chapitre différentes topologies d'oscillateurs à faible bruit de phase, et nous validerons cette approche par des résultats expérimentaux.

Nous donnons ci dessous le cahier des charges à respecter pour l'oscillateur d'interrogation de la cellule de césium.

- $f_{\text{osc}}=2,1\ \text{GHz}$ (on travaille à la fréquence de résonance série du BAW)
- $L_f \leq -69\ \text{dBc/Hz}$ à 200 Hz et $L_f \leq -89\ \text{dBc/Hz}$ à 2kHz
- La puissance de sortie $P_{\text{out}} \approx -3\ \text{dBm}$ pour moduler correctement le VCSEL
- Taille $\leq 4\ \text{mm}^2$
- La puissance de consommation $\leq 20\text{mW}$
- Facteur de qualité externe= 1000
- Dérive thermique $\pm 10\ \text{ppm}/^\circ\text{C}$.

Dans ce chapitre nous présentons les concepts pour la réalisation de l'oscillateur, un modèle électrique d'un résonateur BAW et la filière technologique BiCMO SiGe : C 0.25 μm . Ensuite, nous détaillons la conception, la réalisation et la mesure de différentes topologies d'oscillateur utilisant la filière technologie BiCMOS SiGe : C 0.25 μm de STMicroelectronics, un résonateur BAW réalisé par CEA-Leti et nous finissons par une comparaison globale entre les topologies étudiées et l'état de l'art.

7. Concepts fondamentaux pour la réalisation d'oscillateur

On distingue arbitrairement deux familles d'oscillateurs : les oscillateurs à contre-réaction et les oscillateurs à résistance différentielle négative. Si les topologies diffèrent, les deux approches sont identiques sur le fond. Les oscillateurs à contre-réaction sont limités à haute fréquence par des problèmes géométriques d'implantation.

7.1. Oscillateur en transmission ou à contre-réaction parallèle

Un oscillateur en transmission est représenté sous la forme d'un amplificateur non linéaire contre-réactionné par un filtre sélectif dont l'objet est de fixer la fréquence d'oscillation. Dans ce cas, le circuit actif, qui amplifie le signal réinjecté, permet de compenser les pertes dans la maille. Un équilibre s'établit alors en raison des limitations qu'impose le circuit actif par ses non linéarités à une onde croissante.

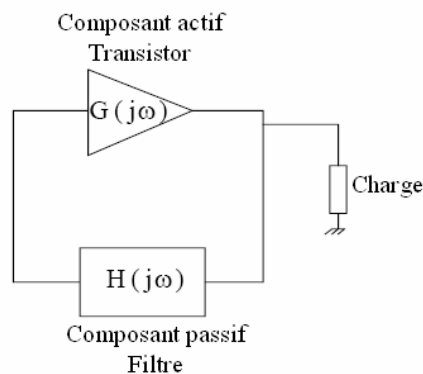


Figure 2.1 : Schéma de principe d'un oscillateur à contre-réaction parallèle

Les conditions d'oscillations sont décrites par le critère de Nyquist connu également sous le nom de critère de Barkausen. Une oscillation entretenue à la fréquence f_0 existe dans ce dispositif si :

$$|G(j\omega_0) \times H(j\omega_0)| \geq 1 \quad (2.1)$$

$$\text{Arg}(G(j\omega_0) \times H(j\omega_0)) = 2k\pi \quad (2.2)$$

où G représente le gain fort signal du transistor et H est la fonction de transfert du filtre.

La condition du gain en boucle ouverte $G \times H$ unitaire de Barkausen se traduit par un fonctionnement non linéaire de l'oscillateur en régime établi. La fréquence d'oscillation est alors déduite de cette condition.

Une oscillation démarre par l'amplification du bruit (signaux de faible amplitude) dans les éléments de la boucle. Les conditions de démarrage des oscillations s'écrivent de la même manière en remplaçant le gain fort signal du transistor par son gain petit signal g . Le concepteur doit choisir un gain petit signal suffisant pour obtenir un gain de boucle $g \times H$ supérieur à l'unité. En pratique, il est généralement de l'ordre de 3 ou 4 [1].

L'oscillateur est par définition un dispositif non linéaire. Le signal de sortie délivré à la charge possède donc un spectre composé de la composante fondamentale à la fréquence f_0 et de composantes d'harmoniques de niveaux plus ou moins importants. Le filtre permet de fixer la fréquence fondamentale et d'atténuer les composantes harmoniques du signal de sortie, ce qui réduit sa distorsion.

7.2. Oscillateur à Résistance Différentielle Négative (RDN)

L'énergie dans un oscillateur est inévitablement dissipée en raison de la non idéalité des éléments du circuit. Par conséquent, une énergie doit être utilisée pour maintenir l'oscillation. Ceci peut être réalisé grâce à une Résistance Différentielle Négative (RDN) résultant de la partie active de l'oscillateur. Un modèle simplifié de ce type d'oscillateur peut être représenté par un générateur d'impédance $Z_g(A, \omega)$ qui évolue en fonction de l'amplitude

du signal et de la fréquence, couplé à une impédance de charge $Z_C(\omega)$ dépendante de la fréquence(Figure 2.2)

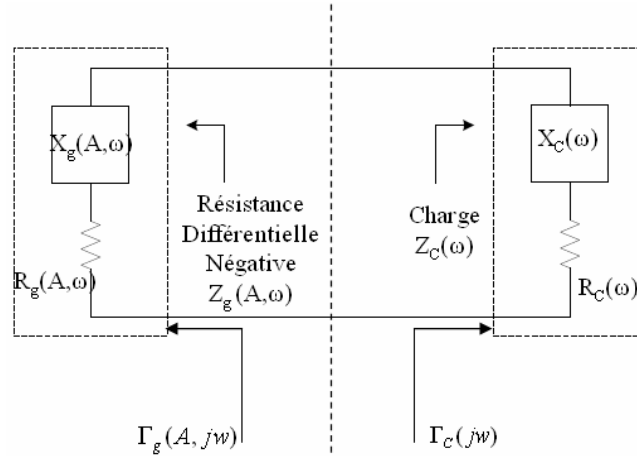


Figure 2.2 : Schéma de principe de l'oscillateur à Résistance Différentielle Négative

Au démarrage de l'oscillateur, le module de la RDN doit être supérieur à la résistance de charge ($|R_g(A, \omega)| > R_c(\omega)$) pour assurer le démarrage des oscillations. A mesure que l'amplitude d'oscillation augmente, la partie active commence à se saturer, ayant pour résultat une diminution du module de la RDN et donc du gain de boucle jusqu'à ce qu'il soit égal à l'unité (comme dans équation 2.1 du modèle de l'oscillateur en transmission), satisfaisant les critères de *Barkhausen*. A l'équilibre, le système reste toujours à la fréquence de résonance où $X_g(A, \omega) + X_c(\omega) = 0$. Donc en régime d'oscillation établi.

$$Z_g(A, \omega) = -Z_c(\omega) \quad (2.3)$$

$$\text{ou } -Z_g(A, \omega) = \overline{Z_g(A, \omega)} = Z_c(\omega)$$

$$\text{soit } R_g(A, \omega) = -R_c(\omega) \text{ et } X_g(A, \omega) = -X_c(\omega) \quad (2.4)$$

La fréquence d'oscillation déterminée par (2.4) peut ne pas être stable. En effet, pour garantir une oscillation stable, Kurokawa [2] a montré que les conditions ci-dessous devaient être respectées en plus de la condition d'oscillation (2.4) :

$$\left. \frac{\partial R_C(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} + \left. \frac{\partial R_R(A, \omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} > 0 \quad (2.5)$$

Si la deuxième condition est toujours respectée pour un composant physique, la première dépend-elle de la topologie du circuit.

Les conditions d'oscillations (2.4) peuvent être exprimées en utilisant les coefficients de réflexions de la façon suivante :

$$\Gamma_g(A_0, \omega_0) \cdot \Gamma_C(\omega_0) = 1 \text{ (à la fréquence d'oscillation et en régime d'oscillation établi)} \quad (2.6)$$

La condition de démarrage des oscillations nécessite que $\Gamma_g(A_0, \omega_0) > \Gamma_C(\omega_0)$ au démarrage donc à très faible niveau de signal (bruit). Pour la suite, nous utiliserons le concept d'oscillateur à RDN stabilisé par un résonateur à ondes acoustique de volume (BAW).

8. Introduction de la résonance d'acoustique de volume (BAW)

8.1. *Le résonateur BAW ou les résonateur micro-ondes classiques*

Cette technologie est apparue dans les années 90. C'est donc une technologie assez récente qui n'est pas encore totalement mature d'un point de vue commercial même si, des filtres, utilisant cette technologie sont déjà sur la marche combinent plusieurs résonateurs FBAR. Ils présentent des performances tout à fait satisfaisants et même meilleures que des filtres à ligne ou L-C classiques. Ceci est du au facteur de qualité de ces résonateurs qui est bien supérieur à celui des résonateurs classiques pouvant être utilisés en technologie MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Leur facteur de qualité reste néanmoins moins bon par rapport aux résonateurs diélectriques ou ceux en guide du fait de leurs dimensions beaucoup plus faibles. Cependant ces résonateurs présentent l'avantage de pouvoir être intégrés dans des filières silicium CMOS ou BiCMOS.

Le tableau 2.1 résume les différentes technologies à notre disposition pour concevoir un oscillateur à faible bruit de phase à une fréquence proche 2,1 GHz avec une taille de puce inférieure à 4mm² en filière BiCMOS. Ce tableau montre qu'un résonateur BAW constitue un compromis de choix pour stabiliser l'oscillateur.

Technologie	Facteur de qualité Q	Fréquences	Dimensions
L-C	≈ 10	0,5-20 GHz	☺
Micro-Ruban	$\approx 10^2$	1-100 GHz	☹
Ligne coaxiale	$<10^3$	1-5 GHz	☹
YIG	$\approx 10^3$	0,5-20 GHz	☹
Cavités métalliques	$\approx 10^4$	2-100 GHz	☹
Ondes surfaciques (SAW)	$\approx 10^4$	0,1-3 GHz	☹
Diélectrique céramique	$\approx 10^4$	2-60 GHz	☹
Diélectriques monocristallins (Saphir)	$>10^5$	4-100 GHz	☹ ☹
Ligne à retard optique	$>10^5$	1-100 GHz	☹ ☹
Saphir refoïdi	$\approx 10^7$	4-100 GHz	☹ ☹ ☹
BAW (SMR ou FBAR)	≈ 1000	1-10 GHz	☺ ☺
Quartz	$\approx 10^6$	5-100 MHz	☺

Tableau 2.1 : Comparaison de différentes technologies de résonateurs micro-ondes, facteur de qualité, fréquence d'utilisation et taille.

8.2. Les deux familles principales de résonateurs BAW intégrés : Les FBAR et les SMR

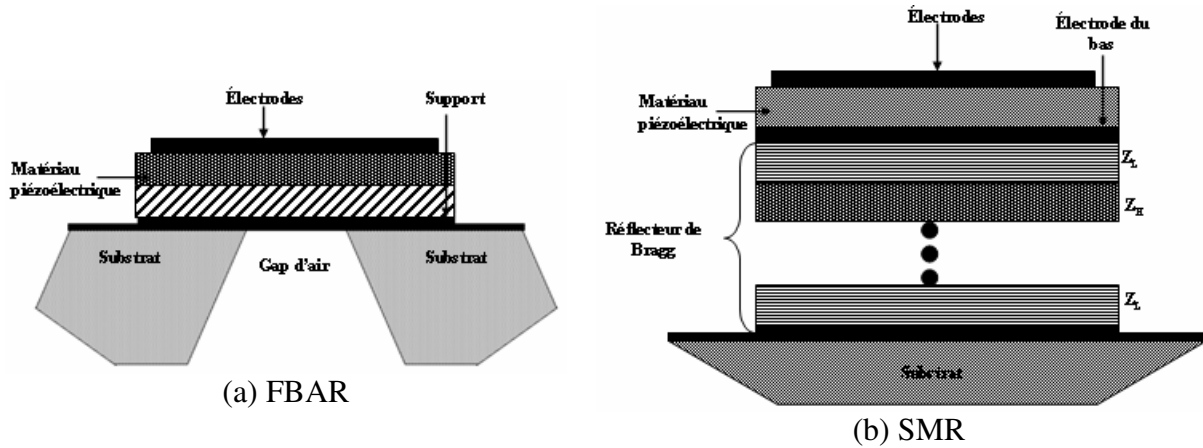


Figure 2.3 (a) : Schéma d'un résonateur FBAR avec substrat gravé face arrière ;
(b) : Schéma d'un résonateur SMR avec réseau de Bragg

Deux configurations de résonateurs BAW sont présentées figure 2.3. La technologie FBAR (Figure 2.3.a) est apparue il y a une dizaine d'année environs [3]. Les premières applications ont été celles des filtres pour la bande S et les premiers à avoir commercialiser cette technologie est la société Agilent Technologies. La fréquence de résonance du résonateur FBAR est fixée au premier ordre par l'épaisseur du matériau piézoélectrique et par celles des électrodes. En chargeant mécaniquement le résonateur par une couche supplémentaire d'oxyde (typiquement du SiO_2), la résonance est décalée de quelques dizaines de MHz vers les basses fréquences. En couplant électriquement plusieurs résonateurs avec des fréquences de résonance décalées, des fonctions de filtrage peuvent être réalisées. Les filtres FBAR possèdent de très bonnes performances en pertes d'insertion, en réjection hors bande [4] et en fréquence. A l'opposé des filtres SAW (surface acoustic wave), ils sont intégrables sur silicium et la réalisation de filtres avec des fréquences centrales de plusieurs GHz est possible.

La configuration Solid Mounted Resonators (SMR), présenté en Figure 2.2.b, s'oppose au concept précédent de membrane, puisque le résonateur est parfaitement lié au substrat. Il est nécessaire dans cette configuration d'isoler mécaniquement la partie résonante du substrat afin de minimiser le plus possible les pertes engendrées par celui-ci sur l'amplitude de l'onde acoustique. En 1965, Newell fut le premier à proposer une telle technique de transformation d'impédance dans le but d'isoler acoustiquement le résonateur du substrat reposant sur un

transformateur quart d'onde, où l'onde de référence est celle de la structure résonante. L'interface acoustique entre le résonateur et le substrat est composée d'un ensemble de couches d'impédances très différentes (Z_L , Z_H) pour assurer l'isolation (réflecteur Bragg). L'intérêt principal des résonateurs SMR est qu'ils peuvent être fabriqués sur une grande variété de substrat, les propriétés acoustiques du substrat étant sans importance. Leur inconvénient majeur provient du nombre élevé de couches à déposer pour atteindre les performances acoustiques souhaitées, en maîtrisant parfaitement l'épaisseur des couches lors du procédé technologique. Un tel résonateur a été fabriqué par G. Yoon et J.D.Park [5]. La résonance à 2 GHz présente un facteur de qualité de 4000 et les pertes d'insertion sont de 1 dB.

C'est cette configuration SMR qui a été utilisée dans le projet **MHAST**, la réalisation des résonateurs étant assurée par le CEA-LETI.

8.3. Modélisation de résonateur à ondes acoustiques de volume

8.3.1. Le modèle 'Modified Butterworth Van Dyke' (MBVD)[41]

Nous avons utilisé le modèle MBVD (figure 2.4.b) pour modéliser le résonateur BAW pour la conception de l'oscillateur. Pour bien comprendre le modèle MBVD, il faut d'abord connaître le modèle BVD (figure 2.4.a) qui est extrait des mesures faites sur des résonateurs et qui permet de modéliser le comportement électrique au voisinage de l'une des résonances série ou parallèle. Ce modèle n'est valable qu'autour de ces deux résonances. Le résonateur est dans ce cas modélisé par une capacité fixe C_0 qui traduit son comportement électromagnétique, associée en parallèle avec une branche C_m , L_m série qui représente le comportement acoustique du résonateur. Le modèle de BVD permet à partir des paramètres d'entrée mesurés : fréquence de résonance, coefficient de qualité, coefficient de couplage électromécanique et tangente de pertes, d'extraire un schéma électrique à partir duquel il est possible de réaliser des simulations de conception de circuits et notamment d'oscillateur.

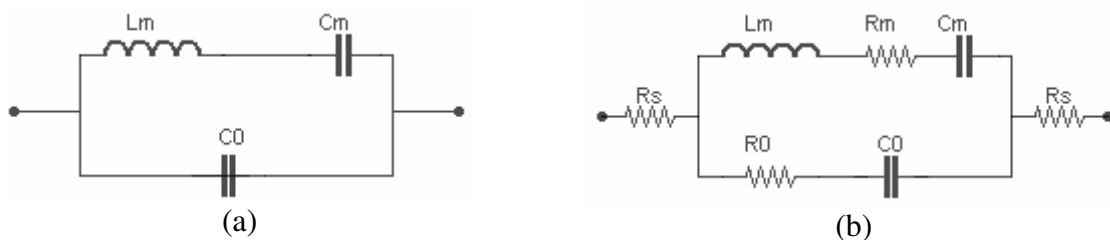


Figure 2.4 : Modèle électrique a/BVD et b/MBVD

Le schéma électrique MBVD du résonateur est constitué des éléments suivants :

- R_0 représente les pertes diélectriques de la couche piézoélectrique.
- R_m représente les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique.
- R_s représente les pertes électriques des électrodes.
- L_m, C_m traduisent le comportement acoustique du résonateur, ils ne sont valables qu'autour de la fréquence de résonance.
- C_0 est la capacité physique entre deux électrodes qui est liée à l'anti-résonance

Les différents paramètres électro-mécaniques peuvent être calculés à partir des formules suivants :

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_m}} \quad (2.7)$$

$$f_p = \frac{\pi^2}{4} \cdot f_s \cdot \left(\frac{1}{\frac{\pi^2}{4} - kt^2} \right) \quad (2.8)$$

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \quad (2.9)$$

$$C_m = C_0 \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (2.10)$$

$$kt^2 \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_s}{f_p} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_p - f_s}{f_p}\right) \quad (2.11)$$

$$Q_{s,p} = \frac{f_{s,p}}{BP(-3dB)} \quad (2.12)$$

$$R_m = \frac{L_m \cdot \omega_s}{Q_s} \quad (2.13)$$

$$R_0 = \frac{\tan \delta}{C_0 \cdot \omega_p} \quad (2.14)$$

- où :
- kt^2 : est le coefficient de couplage électromécanique qui va définir l'écart entre les deux résonances et par conséquent la bande passante pour des applications de filtrage.
- ϵ : est le constant diélectrique qui agit sur l'impédance du résonateur avec le dimensionnement physique de ce dernier. A impédance constante, plus ϵ augmente et plus les dimensions diminuent.
- A : est la surface de couche piézoélectrique.
- d : est la épaisseur de la couche piézoélectrique.
- $\tan\delta$: est la tangente de perte diélectrique du matériau.

8.3.2. Résultats de simulation sous ADS.

Le modèle de MBVD sous l'environnement ADS est présenté figure 2.5. Les valeurs de C_0 (0.88 pf), kt^2 (0.0569) et $\tan\delta$ (0.004) ont été obtenues par mesure.

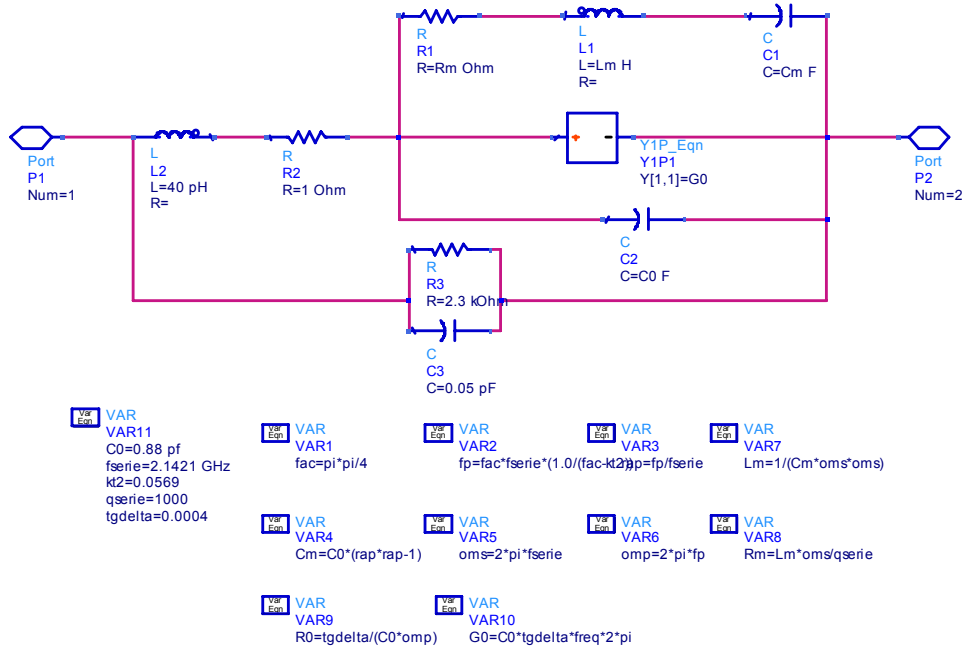


Figure 2.5 : Modèle électronique de MBVD sous ADS.

Les résultats de la simulation des fréquences de résonance sont présentés figure 2.6. La figure 2.6.a illustre le coefficient de réflexion en porte 1 la porte 2 étant refermée sur un court circuit. La figure 2.6.b présente le module de l'impédance entrée de la porte 1 en dB en fonction de la fréquence la porte 2 étant toujours reliée à la masse. La fréquence de résonance série (f_s) est de 2,142 GHz et la fréquence de résonance parallèle (f_p) de 2,19 GHz. Les résultats de la simulation du facteur de qualité, Q , sont illustrés figure 2.7.

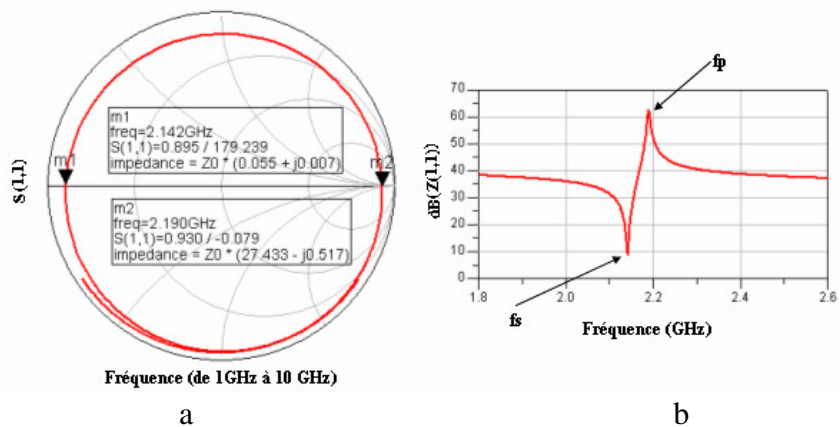


Figure 2.6 : Résultat de la simulation des fréquences de résonance du BAW.

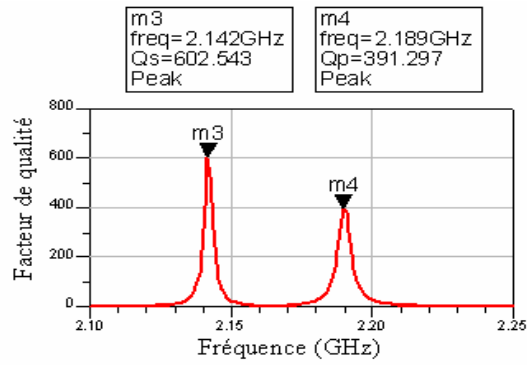


Figure 2.7 : Résultat des coefficients de qualité du BAW.

Nous avons utilisé les formules ci-dessous pour déduire le facteur de qualité (Q):

$$Q_s = \frac{d\phi(Z(1,1))}{df} \cdot \frac{\pi \cdot f_s}{90} \quad (2.15)$$

$$Q_p = \frac{d\phi(Z(1,1))}{df} \cdot \frac{\pi \cdot f_p}{90} \quad (2.16)$$

où $\phi(Z(1,1))$ est la phase de l'impédance d'entrée de la porte 1 en fonction de la fréquence avec la porte 2 à la masse.

Nous constatons que le facteur de qualité en série, Q_s , vaut 602 est plus grand que le facteur de qualité en parallèle, Q_p qui vaut 391. C'est donc la résonance série que nous utilisons pour la conception de notre oscillateur.

8.3.3. Accord de la fréquence de résonance du résonateur BAW

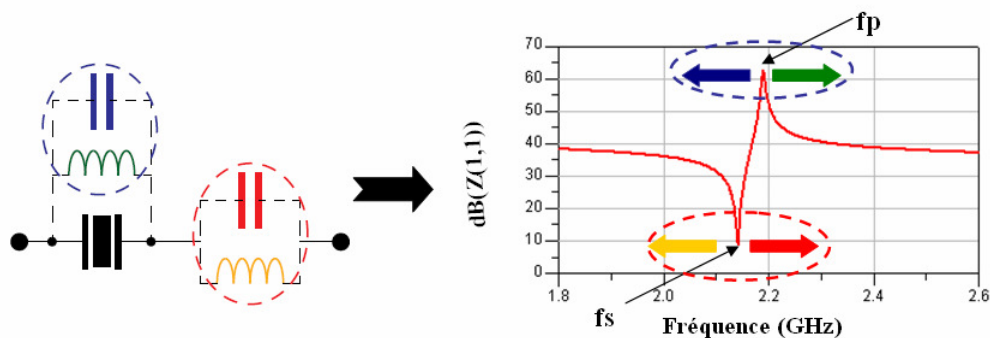


Figure 2.8 : Impact des éléments passifs sur la réponse en fréquence du Résonateur

Il est nécessaire pour obtenir une fréquence de résonance précise du résonateur de prévoir l'addition d'éléments passifs pour ajuster ce dernier comme illustré Figure 2.8.

Comme nous pouvons constater et le vérifier par le calcul, chacun de ces éléments passifs agit de manière indépendante sur l'une ou l'autre des résonances ce qui nous permet d'envisager un accord en fréquence de façon locale sur le résonateur. Pour la vérification mathématique l'utilisation du modèle de MBVD est nécessaire afin de faciliter le calcul. Les résultats obtenus pour les différents cas de figure sont les suivants:

- **Condition 1** : résonateur seul

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{L_m \cdot C_m}} \quad (2.17)$$

$$\omega_p \approx \sqrt{\frac{1}{L_m \cdot C_m}} \cdot \sqrt{\frac{C_m + C_0}{C_0}} \quad (2.18)$$

On remarquera que dans ce cas la fréquence f_s dépend seulement de L_m et C_m alors que f_p dépend aussi de C_0 .

- **Condition 2** : résonateur + capacité série C_s

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{L_m \cdot C_m}} \cdot \sqrt{\frac{C_m + C_0 + C_s}{C_0 + C_s}} \quad (2.19)$$

C_s agit uniquement sur la fréquence f_s par augmentation de cette dernière ; C_s étant proportionnelle à f_s (figure 2.9.a). Au niveau du facteur de qualité, avec une capacité C_s de 1 pF en série avec le résonateur BAW, la valeur de coefficient de qualité série Q_s variée légèrement, alors que celui parallèle Q_p ne change pas (figure 2.9.b).

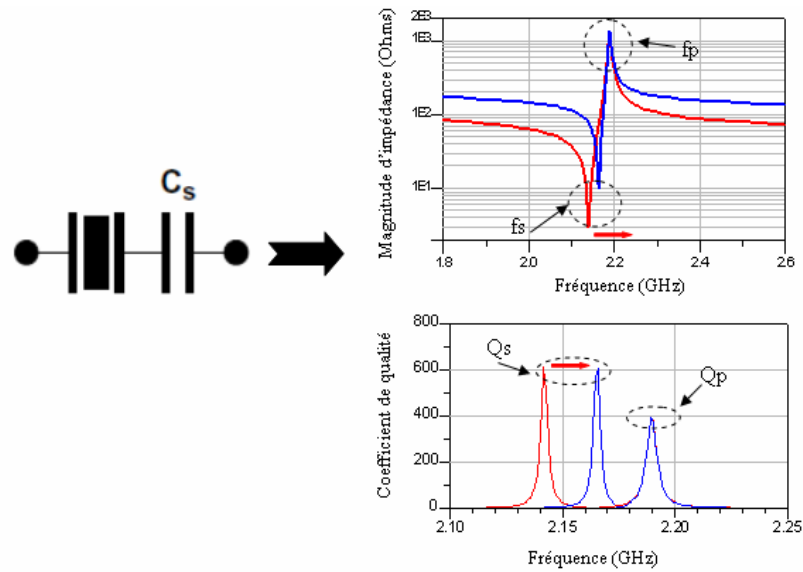


Figure 2.9 : Résonateur BAW + capacité série

➤ **Condition 3** : résonateur + capacité parallèle Cp

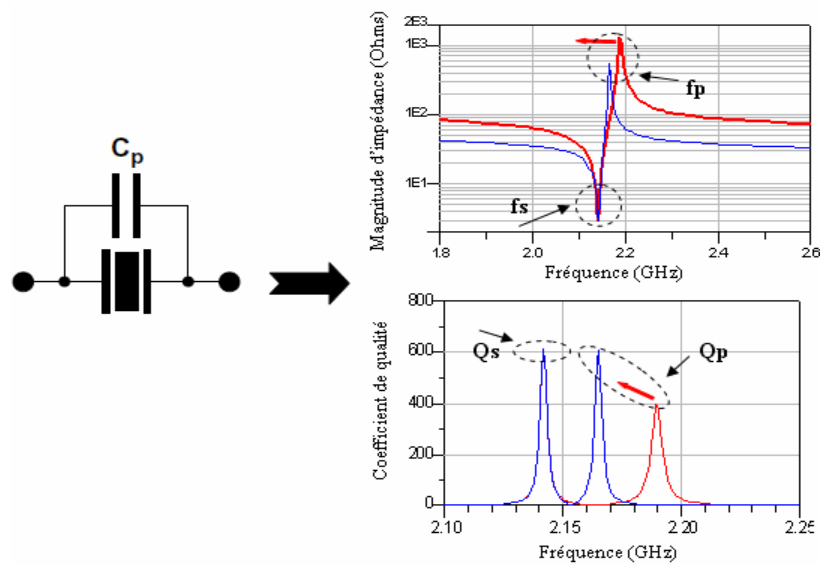


Figure 2.10: Résonateur BAW + capacité parallèle

$$\omega_p \approx \sqrt{\frac{1}{L_m \cdot C_m}} \cdot \sqrt{\frac{C_m + C_0 + C_p}{C_0 + C_p}} \quad (2.20)$$

C_p agit uniquement sur la fréquence f_p par diminution de cette dernière; C_p étant inversement proportionnelle à f_p (figure 2.10.a). Au niveau du facteur de qualité, avec une capacité C_p de 1 pF en parallèle sur le résonateur BAW, la valeur de Q_p augmente comparée à celle du résonateur BAW seul, Q_s ne change pas (figure 2.10.b).

➤ **Condition 4** : résonateur + inductance série L_s

L_s agit uniquement sur la fréquence f_s en diminuant cette dernière mais génère une deuxième fréquence de résonance série inférieure à la première (figure 2.11.a). Au niveau du facteur de qualité, avec une inductance de 5nH en série avec résonateur BAW, Q_s est fortement dégradé comparé au cas d'un résonateur BAW seul, par contre Q_p ne change pas (figure 2.11.b).

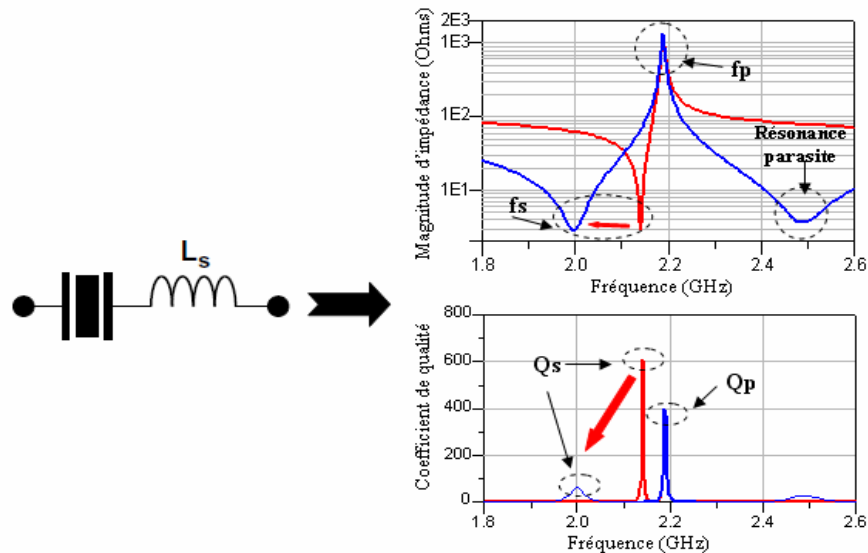


Figure 2.11: Résonateur BAW + inductance série

➤ **Condition 5** : résonateur + inductance parallèle L_p

L_p agit uniquement sur la fréquence f_p en augmentant cette dernière mais génère une deuxième résonance parallèle (figure 2.12.a). Au niveau du facteur de qualité, avec une inductance de 5nH en parallèle sur le résonateur BAW, Q_p est fortement dégradé comparé au cas du résonateur BAW seul, par contre Q_s ne change pas (figure 2.12.b).

Il faudra donc minimiser les valeurs d'inductances ajoutées (volontaires ou parasites) pour ne pas perturber le résonateur.

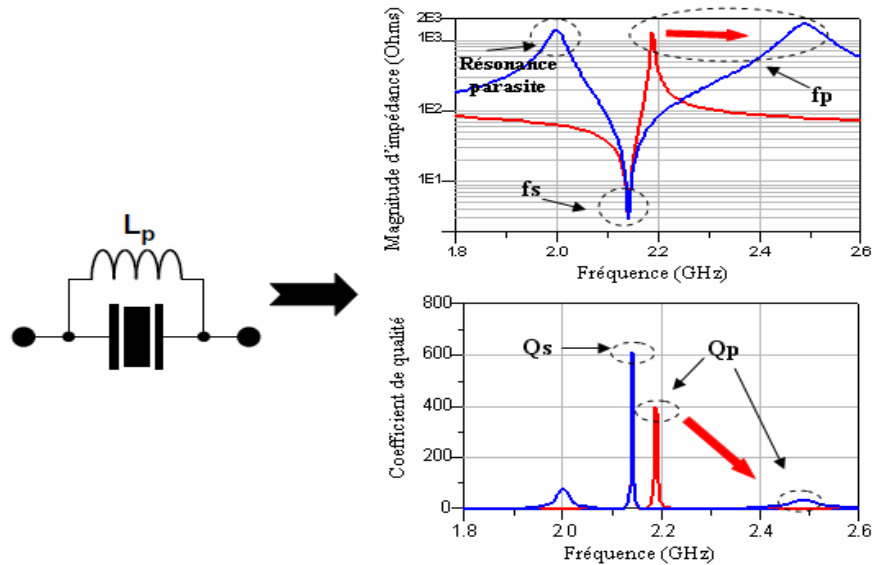


Figure 2.12: Résonateur BAW + inductance série

Ces résultats de l'étude des différents cas permettent de constater que les capacités agissent uniquement sur l'une ou l'autre des résonances en décalant simplement ces dernières et ne modifient que légèrement les coefficients de qualité. En revanche les inductances décalent l'une ou l'autre des résonances mais génèrent aussi une deuxième résonance parasite qui peut devenir gênante pour réaliser l'oscillateur. De plus leur présence dégrade fortement les facteurs de qualité. Dans ce cas, pour une intégration hybride, l'inductance du fil de connexion entre le résonateur et le circuit actif ne peut pas être négligée comme nous avons mis en évidence pour les différentes topologies.

8.4. Caractérisation de résonateur BAW

Comme illustré figure 2.13, la taille des résonateurs BAW est de $0,3 \times 0,5 \text{ mm}^2$, avec une hauteur de $0,7 \text{ mm}$. Ils sont réalisés par le CEA-LETI. Nous avons caractérisé 10 types

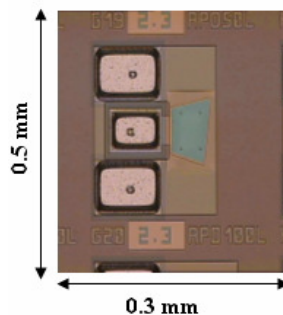


Figure 2.13 : photographie de résonateur BAW

de résonateurs BAW différents à la température ambiante. Les résultats expérimentaux sont résumés dans le tableau ci-dessous :

Style	B4_K20	C6_L20	C6_M20	F3_K20	F3_L20	F3_M20	F4_K20	F4_L20	G3_120
f_s (GHz)	2.091	2.079	2.079	2.082	2.082	2.083	2.08	2.08	2.087
f_p (GHz)	2.134	2.122	2.122	2.126	2.125	2.125	2.124	2.124	2.131
Q_s	771	980	1098	936	926	1176	707	646	999
Q_p	489	495	495	509	494	502	508	489	474

Tableau 2.2 : Résultats de mesures de résonateurs BAW

Nous avons choisi les trois types de résonateur BAW (C6_M20, F3_M20, G3_120) qui nous donne un facteur de qualité série de l'ordre de 1000 plus important que les autres, pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase.

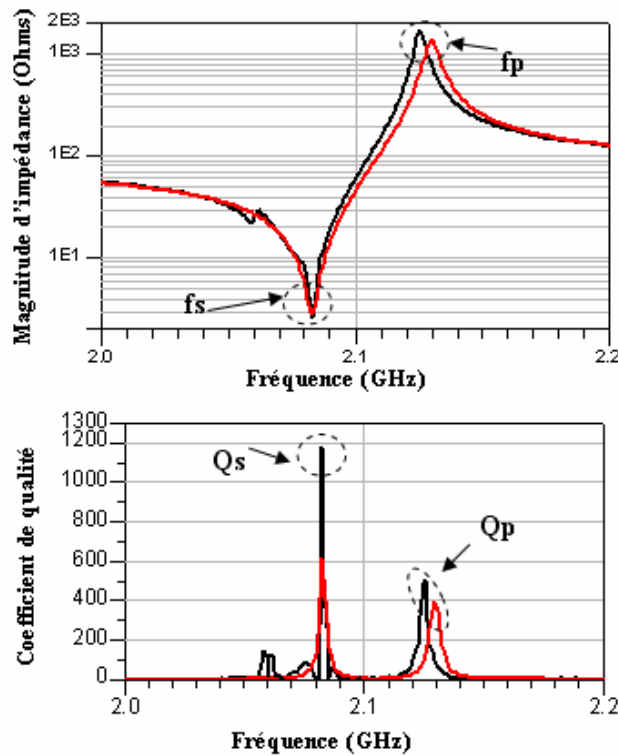


Figure 2.14 : Comparaison théorie (courbe rouge) -expérience (courbe noir) pour la fréquence de résonance et du coefficient de qualité de résonateurs BAW.

La figure 2.14 présente la comparaison de la fréquence de résonance et des coefficients de qualité simulés (courbe rouge) et mesurés (courbe noire) pour le résonateur F3_M20 en changeant le paramètre f_{serie} à 2.083 GHz au lieu de 2.142 GHz. Nous constatons que les deux courbes coïncident. Le modèle électrique du résonateur BAW est donc validé.

Après une présentation de résonateur BAW et de sa modélisation électronique, nous présentons par la suite la filière technologique BiCMOS SiGe : C 0.25 μm que nous utilisons pour concevoir la partie active de l'oscillateur à faible bruit de phase.

9. Filière technologique BiCMOS SiGe:C 0.25 μm

Différentes filières de composant peuvent être envisagées pour la réalisation d'un oscillateur faible bruit: Heterojunction Bipolar Transistor (HBT), High Electron Mobility Transistor (HEMT), Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS), Metal Semiconductor Field Effect Transistor (MESFET). Les performances réalisées avec ces différents transistors sont illustrées Tableau 2.3, les performances en bruit de phase sont montrées Figure 2.15. Nous constatons que les transistors HEMT offrent une puissance sortie plus importante que les autres composantes mais aussi une grande consommation, les transistors MOS ont un avantage de faible de consommation. La filière HBT offre de bonnes performances au niveau du bruit de phase, particulièrement les transistors HBT- SiGe.

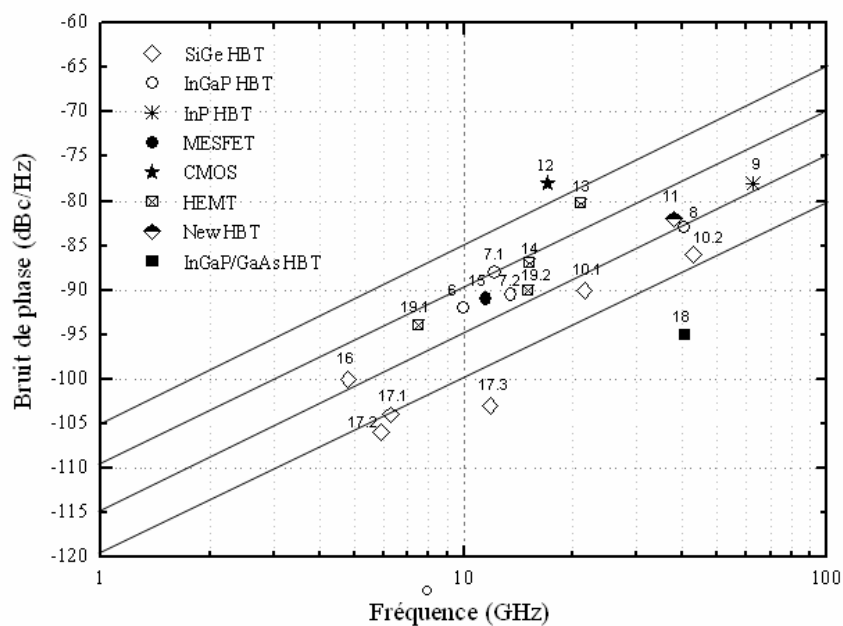


Figure 2.15 : Etats de l'art de bruit de phase de l'oscillateur avec technologies différentes.

Ref	Technologie	Pout (dBm)	Fréquence (GHz)	Tuning range (GHz)	Bruit de phase (dBc/Hz) @ 100 kHz	Consommation (mW)	FOM dBc/Hz
[6]	InGaP-HBT	11-13	10	1.5	-92	n/a	n/a
[7].1	InGaP-HBT	-1.5	12.2	0.6	-88	48	-173
[7].2	InGaP-HBT	0	13.5	0.8	-90.5	36	-177.5
[8]	InGaP-HBT	0	40.5	0.2	-83	n/a	n/a
[9]	InP-HBT	-4 à 4	62.4	0.3	-78	n/a	n/a
[10].1	SiGe-HBT	-6	21.5	1	-90	130	-175.5
[10].2	SiGe-HBT	-17	43	2	-86	130	-117.5
[11]	AllnAs/InGaAs HBT	10	38	0.85	-82	n/a	n/a
[12]	Si CMOS	ND	17	1.4	-78	10.5	-172.3
[13]	GaAs HEMT	13.7	21	1.6	-80.2	n/a	n/a
[14]	GaAs HEMT	17	15.2	0.6	-87	n/a	n/a
[15]	GaAs MESFET	11.5	11.5	0.55	-91	n/a	n/a
[16]	SiGe HBT	-13	4.8	0.27	-100	46	-177
[17].1	SiGe HBT	-4	6.3	1	-104	30	-185
[17].2	SiGe HBT	-6	5.9	1	-106	53	-183
[17].3	SiGe HBT	-7	11.8	2	-103	106	-184
[18]	InGaP-GaAs HBT	5.3	40.8	0.012	-95	n/a	n/a
[19].1	GaAs PHEMT	3 à 6	7.5	0.4	-94 à -89	150	-173
[19].2	GaAs PHEMT	-3 à 2	15	0.8	-90	150	-171.7

Tableau 2.3 : Etat de l'art de l'oscillateur avec technologies différentes.

En effet, le transistor HBT- SiGe permet de limiter des défauts dans la jonction et présente les meilleures performances au niveau du bruit de phase. De nombreux travaux présentent les différentes propriétés des transistors bipolaires à hétérojonctions [20, 21, 22, 23], dans ce

manuscrit, nous n'entrons pas dans les détails de la physique de ce composant et nous nous limitons à son schéma électrique pour la conception d'oscillateur faible bruit.

La technologie microélectronique utilisée dans ce travail est la technologie BiCMOS7RF SiGe : C 0,25 μm développée par ST Microelectronics qui allie les avantages des filière CMOS et bipolaire, c'est-à-dire une forte densité d'intégration et une grande vitesse de traitement. Elle comporte 5 niveaux de métal. Les HBT disponibles dans cette technologie présentent un profil graduel de germanium et de carbone dans la base afin de réduire le temps de transit dans cette région. Le type de transistors bipolaires NPN que nous avons retenu est dédié à l'application RF faible tension (LV) et haute tension (HV). Leurs caractéristiques sont données dans le Tableau 2.4. Les caractéristiques typiques de ces transistors sont obtenues pour une surface d'émetteur $A_E=0.4*12.8 \mu\text{m}^2$.

Paramètres de HBT (LV/HV)	Minimum	Typique	Maximum	Condition
Current gain (mA)	100	200	350	$V_{BE} = 0.75 \text{ V}$ et $V_{CB} = 0 \text{ V}$
Early voltage (V)	100	200		
Collector emitter breakdown voltage (V)	2.8/5.2	3.3/6	4/7	$I_B = 0 \text{ A}$
Collector base breakdown voltage (V)	8/16	11.5/19	15/22	$I_E = 0 \text{ A}$, $I_C = 1 \mu\text{A}$
Emitter base breakdown voltage (V)	1	2	5	$I_C = 0 \text{ A}$, $I_B = 1 \mu\text{A}$
Fréquence de transition, F_t , (GHz)	45/25	55/30	65/35	$V_{CE} = 1.5$
Fréquence maximale d'oscillation, F_{max} , (GHz)	80/50	100/60	120/70	$V_{CE} = 1.5$

Tableau 2.4: Paramètres électriques pour des composants LV SiGe: C HBT et HV SiGe: C HBT avec une surface d'émetteur de $0.4*12.8 \mu\text{m}^2$.

Pour ce type de HBT, la largeur d'émetteur W_E et la longueur d'émetteur L_E peuvent varier respectivement de $0.4 \mu\text{m}$ à $1.6 \mu\text{m}$ et de $0.8 \mu\text{m}$ à $30 \mu\text{m}$, avec toujours $L_E \geq W_E$. Enfin on peut utiliser jusqu'à 6 doigts pour la base, 5 pour l'émetteur et 2 pour le collecteur. Il est donc important de réaliser une étude préalable pour la conception de l'oscillateur, où le faible bruit

de phase et la puissance de sortie maximale sont des critères importants. Des simulations en régime petit signal et en bruit basse fréquence de ces composants, en fonction de leur géométrie ont été entreprises pour vérifier les évaluations attendues et présentées dans la littérature [23].

La détermination de la valeur de résistance différentielle négative requise pour surmonter les pertes dans le circuit passif doit être effectuée soigneusement en fonction des caractéristiques électriques du composant.

La surface de l'émetteur est un facteur important car elle permet d'augmenter le courant, ce qui augmente également la fréquence de transition F_T et affecte ainsi le bruit de phase de l'oscillateur comme présenté dans le premier chapitre. Le nombre de doigts de base est $N_b = N_e + 1$, où N_e est le nombre de doigts d'émetteur. Le nombre approprié de contacts de doigts d'émetteur, de base et de collecteur du transistor permet d'optimiser le courant de collecteur pour obtenir le minimum de bruit de phase en régime d'oscillateur. Les transistors multi doigts ont été employés pour concevoir des oscillateurs et les travaux antérieurs du CEA-LETI ont montré que TBH composé de 5 doigts d'émetteur, 6 de base et 1 de collecteur avec une largeur d'émetteur $W_E = A = 0,4 \mu\text{m}$ et une longueur d'émetteur $L_E = 25,6 \mu\text{m}$ correspondait sensiblement à l'optimum.

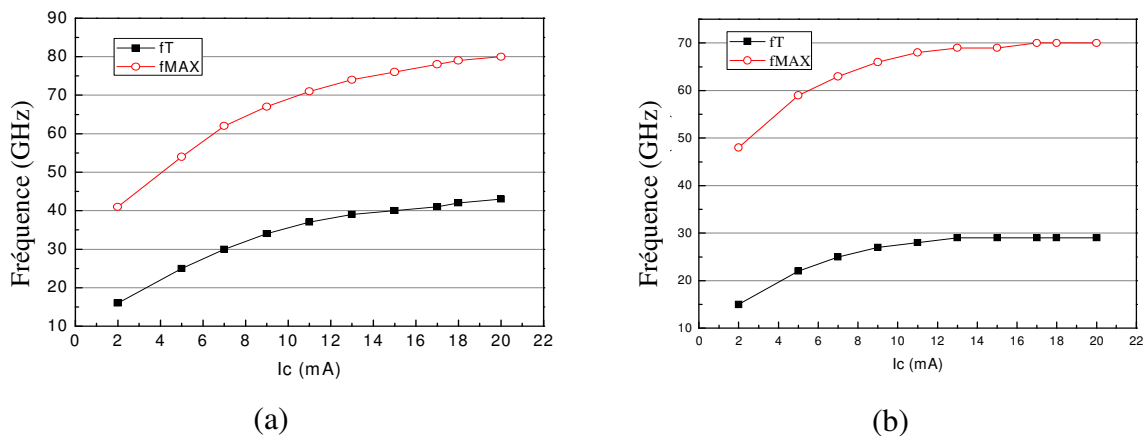


Figure 2.16 Simulation des fréquences de transition (F_T) et maximale d'oscillation (F_{max}) en fonction du courant de collecteur pour une topologie de transistor corrigé de ses accès : $N_E=5$; $L_E=25,6 \mu\text{m}$, $W_E= 0,4 \mu\text{m}$; $N_b=6$; $N_c=1$: (a) : HBT 0.25 μm LV ; (b) : HBT 0.25 μm HV.

La figure 2.16 présente l'évolution théorique de la fréquence de transition (F_T) et maximale d'oscillation (F_{MAX}) en fonction du courant de collecteur pour deux transistors (LV et HV) que nous avons utilisés pour réaliser les différents types d'oscillateur. Nous constatons que les fréquence F_T et F_{MAX} sont largement suffisantes pour concevoir des oscillateurs à la fréquence qui nous intéresse (2 GHz).

10. Etude de différentes topologies d'oscillateurs utilisant un résonateur BAW à 2,1 GHz.

La méthode de conception de l'oscillateur couplé au résonateur BAW est résumée figure 2.18. Après caractérisation, le résonateur BAW est modélisé en suivant le schéma

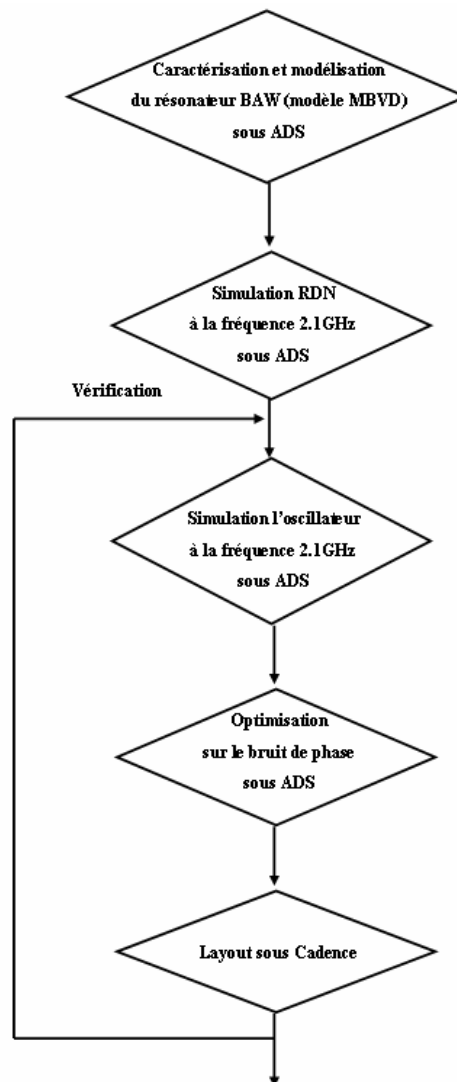


Figure 2.18 : Le processus de conception de l'oscillateur.

MBVD décrit section 8.3 et ce modèle est inséré dans le logiciel ADS. A partir du modèle électrique du transistor plusieurs topologies de circuit ont été simulées pour la génération d'une RDN à 2,1 GHz. Ce circuit actif est ensuite couplé au résonateur et l'ensemble du circuit de l'oscillateur est optimisé pour obtenir un bruit de phase minimal et une puissance de sortie suffisante pour minimiser la consommation de l'amplificateur tampon dont le rôle essentiel est d'isoler l'oscillateur du circuit de charge et non d'amplifier le signal. Les différents niveaux de masques de circuit complet sont réalisés sous cadence.

10.1. Conception, réalisation et test d'oscillateurs utilisant la topologie base commune (C.B.)

Comme montré précédemment, le résonateur BAW présente un facteur de qualité série (voisin de 1000) plus important que celui en parallèle, ceci implique que nous utiliserons cette résonance pour stabiliser l'oscillateur. Pour générer la RDN, nous utilisons une topologie base commune (figure 2.19.), parce qu'elle nous permet d'obtenir un niveau de RDN suffisant pour compenser les pertes du résonance BAW à la fréquence de résonance série et contribue à minimiser la conversion du bruit en $1/f$.

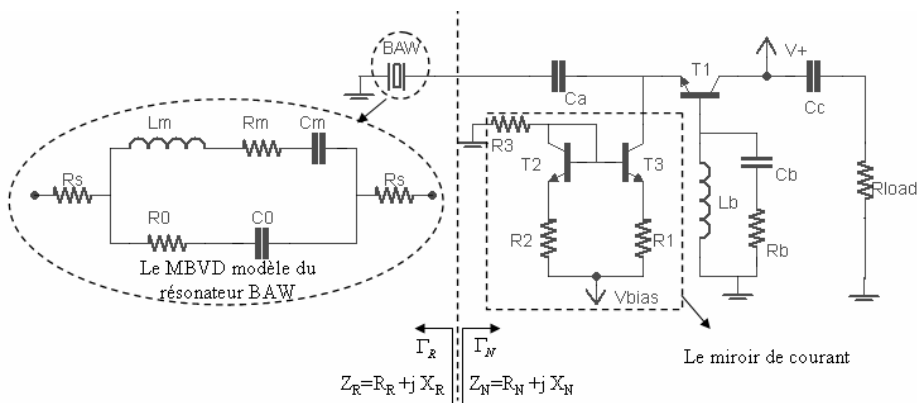


Figure 2.19 : Schéma simplifié de la topologie base commune de l'oscillateur couplé au résonateur BAW.

Sur la figure 2.19, le transistor T_1 avec l'inductance L_b en série dans la base génère la RDN qui permet de compenser les pertes dans le résonateur. Un miroir de courant composé de deux transistors T_2 , T_3 et résistances R_1 , R_2 , R_3 est appliqué afin de minimiser le bruit de phase dans la polarisation DC. Une capacité C_a est ajoutée pour bien ajuster la fréquence de

l'oscillation. Nous détaillons les méthodes pour réaliser et optimiser cette topologie dans les sections suivantes. Γ_R représente le coefficient de réflexion du résonateur BAW, et Γ_N est le coefficient de réflexion d'entrée de l'élément actif. Z_R est l'impédance d'entrée de RDN ; Z_N est l'impédance d'entrée de résonateur BAW.

Avant de présenter les méthodes pour réaliser et optimiser l'oscillateur en topologie Base-Commune, nous rappelons abord les conditions d'oscillations présentées dans la section 7.2 :

$$|\Gamma_N(A_0, \omega_0)| \cdot |\Gamma_R(\omega_0)| = 1 \text{ (à la fréquence d'oscillation)} \quad (2.21)$$

$$\text{phase}(\Gamma_N(A_0, \omega_0)) + \text{phase}(\Gamma_R(\omega_0)) = 0 \text{ (à la fréquence d'oscillation)} \quad (2.22)$$

La condition de démarrage des oscillations peut s'exprimer de la façon suivante:

$$|\Gamma_N(A_0, \omega_0)| \cdot |\Gamma_R(\omega_0)| \geq 1.2 \text{ et } k < 1 \text{ (autour de la fréquence oscillation)} \quad (2.23)$$

où ω_0 : La pulsation de l'oscillation. A_0 : L'amplitude du courant circulant dans le circuit à la fréquence de l'oscillation. k : Facteur de stabilité du circuit actif.

Deux types de transistors (HV et LV) sont utilisés pour réaliser l'oscillateur afin de comparer expérimentalement leurs bruits de phase respectifs. Nous présentons par la suite des méthodes pour réaliser et optimiser l'oscillateur en topologie Base-Commune.

10.1.1. Optimisation de la valeur de l'inductance (L_b) sur la base du transistor.

D'après la référence [24], l'impédance d'entrée de RDN du montage base commune présente une résistance :

$$R_N(t) \propto - \left[\frac{g_{m1}(t)}{\omega^2 C_{ce} (1 - L_b C_{be} \omega^2)} \right] \quad (2.24)$$

où ω est la pulsation angulaire, C_{ce} et C_{be} sont des capacités parasites au niveau du transistor T_1 et $g_{m1}(t)$ est la transconductance du transistor T_1 . A la fréquence d'oscillation, le résonateur BAW se comporte comme une inductance en série avec une résistance R_R . Pour respecter la condition d'oscillation, la *critère de Barkhausen* impose $R_R = -R_N$, ceci conduit à la formule suivante :

$$g_{m1} = C_{ce} R_R \omega_{osc}^2 \cdot (1 - L_b C_{be} \omega_{osc}^2) \quad (2.25)$$

D'après la formule (2.25), pour minimiser la consommation globale de l'oscillateur, il est favorable de choisir un faible valeur de L_b à la fréquence oscillation pour un faible valeur de g_{m1} . De plus, une faible valeur de L_b va diminuer la surface de circuit (comme illustré figure 2.17).

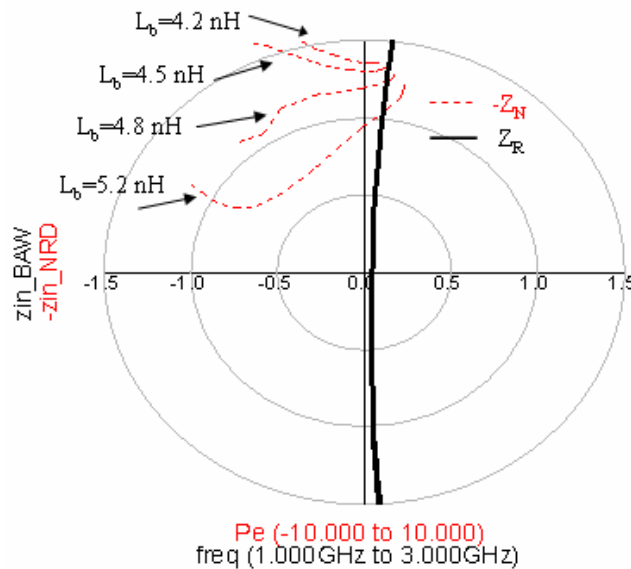


Figure 2.21 : Simulation du *critère de Kurokawa*.

Selon le critère de *KUROKAWA*, si le croisement entre la courbe $-Z_N$ et Z_R à la fréquence de

l'oscillation ϕ est de l'ordre de 90° , la stabilité du régime d'oscillation sera maximale et donc le bruit de phase de l'oscillateur minimal [cf figure 1.17]. La figure 2.21 montre qu'avec un filtre RC (C_b et R_b) dans la base dont la valeur de L_b est voisine de 4.5 nH, permet de sensiblement remplir cette condition.

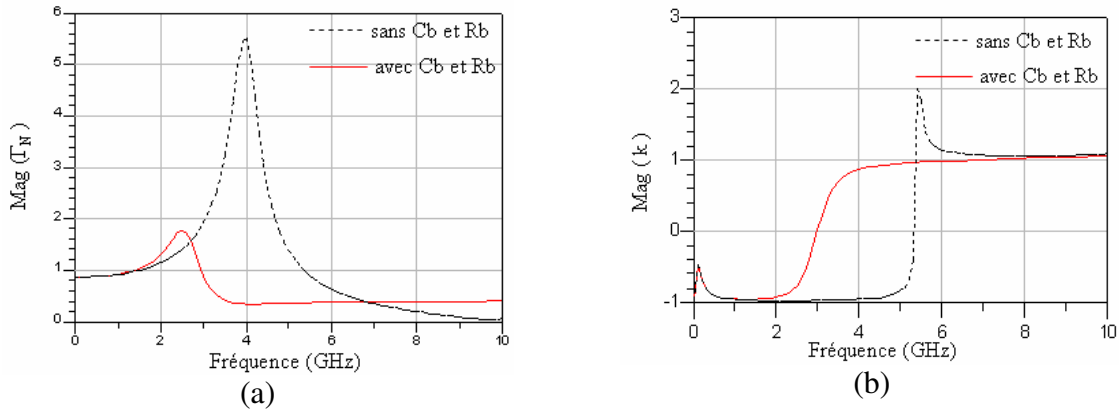


Figure 2.20. (a) : Simulation d'amplitude du coefficient de réflexion d'entrée de RDN (Γ_N) et (b) : Simulation d'amplitude de facteur de stabilité de RDN (k).

Les évolutions fréquentielles théoriques de l'amplitude du coefficient de réflexion d'entrée du circuit à RDN (Γ_N) et du facteur de stabilité sont illustrées figure 2.20. Nous constatons que la condition $|\Gamma_N| \geq 1.2$ est réalisée sur une bande de fréquence très large et centrée sur 4 GHz. Pour diminuer et recentrer la bande de fréquence sur laquelle existe une RDN nous ajoutons un filtre RC (C_b et R_b) dans la base. Nous obtenons ainsi une bande fréquentielle réduite pour la RDN minimisant le risque d'oscillations parasites.

10.1.2. Analyse linéaire de l'oscillateur.

Pour que l'oscillateur puisse atteindre un régime d'oscillation stable, en plus de la condition d'oscillation donnée précédemment, il faut également respecter la condition de

$$Kurokawa : \left| \frac{\partial |X_N + X_R|}{\partial \omega} \right| > 0 \text{ à la fréquence de résonance, cette condition est aussi analysée}$$

par la routine *Oscstest* de la plateforme ADS et la Figure 2.22 montre que cette condition est bien remplie dans notre cas.

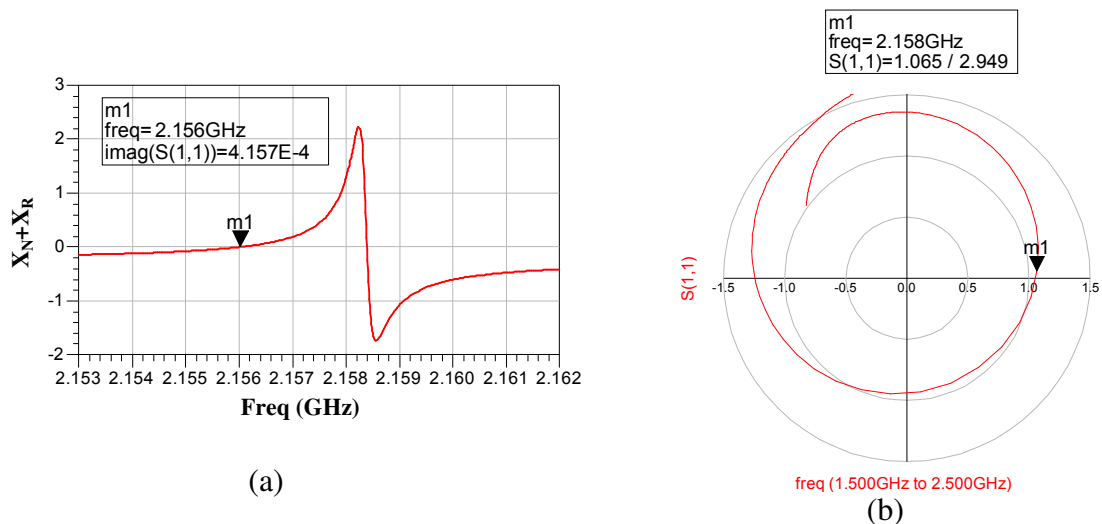


Figure 2.22 (a) :Simulation de $X_N + X_R$ en fonction de la fréquence ; (b) Simulation OSCTEST ($S(1,1) = \Gamma_R \times \Gamma_N$)

La puce MMIC BiCMOS réalisant la partie RDN et le résonateur BAW sont connectés par des fils d'or thermo compressés, comme illustré figure 2.23 (a). Le modèle simplifié du résonateur BAW avec l'interconnexion filaire est illustré figure 2.23 (b). Nous avons déjà montré dans la section 8.3.3 qu'un résonateur BAW connecté à une capacité en parallèle et une inductance en série, les fréquences de résonance parallèle et série évoluent séparément (Figure 2.24). C'est pour cette raison qu'une capacité C_a entre le résonateur BAW et la partie de RDN est ajoutée pour ajuster la fréquence d'oscillation.

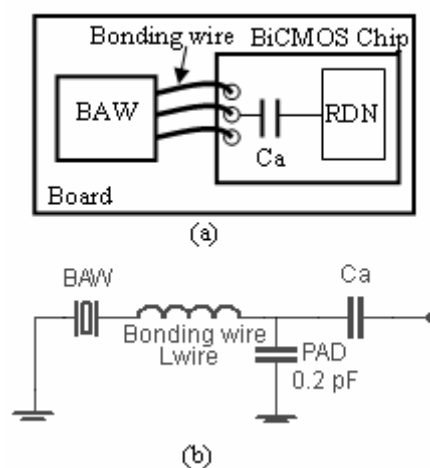


Figure 2.23.(a) Montage d'un résonateur BAW avec la puce BiCMOS, (b) Modèle Simplifié du résonateur BAW avec l'interconnexion filaire (la valeur de capacité PAD est obtenu par mesure).

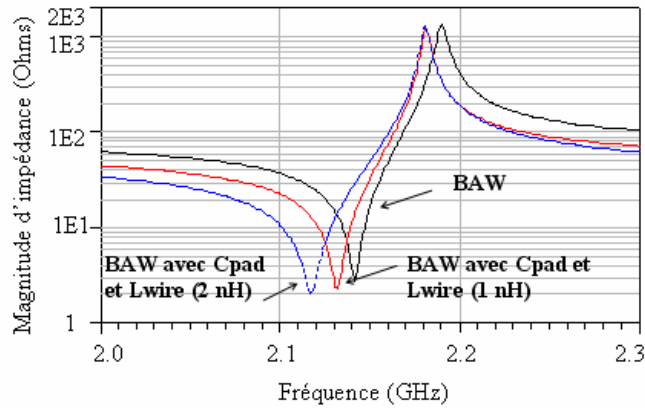


Figure 2.24 : Modèle de l'impédance du résonateur BAW avec les fil d'interconnexion

Une simulation est effectuée (figure 2.25) pour vérifier que la condition d'oscillation (2.21 et 2.22) est toujours assurée avec l'introduction des fils d'interconnexion. Quand $L_{wire}=1$ nH (figure 2.25 courbe en rouge), l'amplitude et la phase du coefficient de réflexion de résonateur BAW (Γ_{R1}) (point M1) et l'inverse du coefficient de réflexion du RDN ($1/\Gamma_N$) (point M2) possèdent la même valeur, c'est-à-dire, que la condition d'oscillation ($\Gamma_{R1} \times \Gamma_N = 1$) est bien satisfaite. Par contre, quand $L_{wire}=2$ nH (figure 2.25 courbe en bleu), cette condition n'est plus satisfaite. Par la suite nous conserverons $L_{wire}=1$ nH.

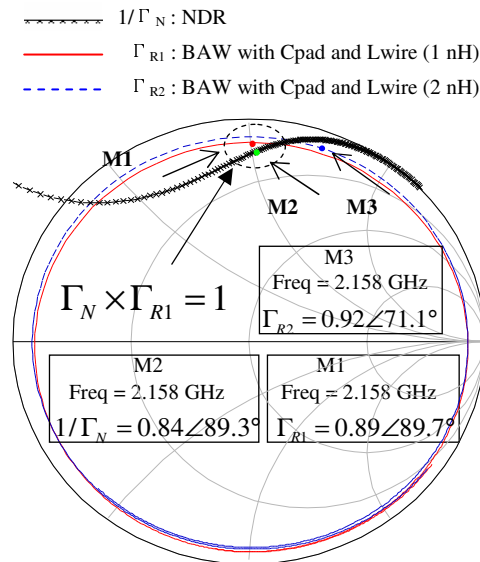


Figure 2.25: Simulation de la condition stable d'oscillation.

10.1.3. Analyse non-linéaire de l'oscillateur.

L'analyse petit signal ne suffit pas à caractériser complètement le régime d'oscillation puisque l'oscillateur est par définition un dispositif non linéaire. Le module OSCPORT du logiciel ADS permet de calculer le régime établi du circuit, en utilisant une analyse «Harmonic Balance» (équilibre harmonique) du circuit. De plus, le logiciel permet d'effectuer une analyse temporelle pour décrire le régime transitoire de l'oscillateur.

Une transformation de Fourier permet de faire le lien entre les deux approches. Ces analyses permettent de déterminer: la fréquence d'oscillation, les formes d'ondes de courant ou tension, la puissance de sortie, le rendement. Nous présentons par la suite des résultats de simulation non linéaire de l'oscillateur.

10.1.3.a. Simulations dans le domaine fréquentiel.

La Figure 2.27 présente le signal de sortie de l'oscillateur obtenue par une analyse non-linéaire dans le domaine fréquentiel de la topologie présentée figure 2.26. Nous obtenons une fréquence d'oscillation voisine de 2.158 GHz, une puissance de sortie proche de -2 dBm avec 15 dB de réjection entre la raie harmonique 2 et la raie fondamentale pour des conditions de polarisation: $V_{bias} = -2.5V$ et $V_{+} = 0.9 V$.

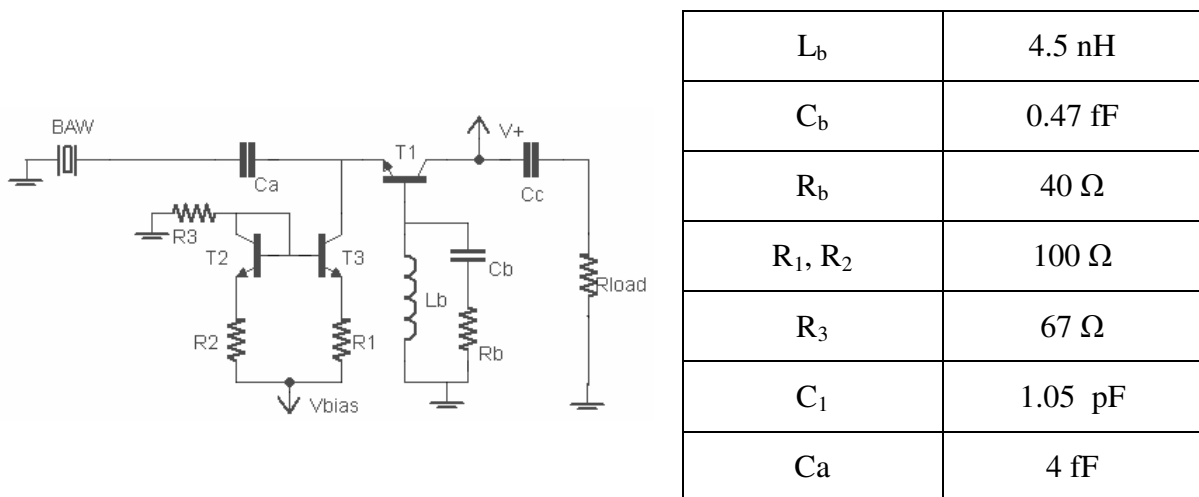


Figure 2.26 : Schéma simplifié de la topologie base commune de l'oscillateur couplé au résonateur BAW avec les valeurs optimisées au niveau du bruit de phase.

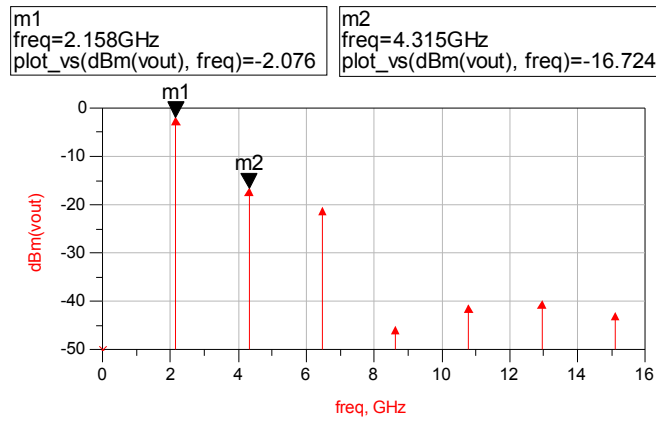


Figure 2.27 : Spectre théorique de l'oscillateur ($V_{\text{bias}}=-2.5\text{V}$ et $V+=0.9\text{V}$).

10.1.3.b. Simulations Temporelles.

La figure 2.28 illustre les résultats de simulations temporelles avec le même point de polarisation ($V_{\text{bias}}=-2.5\text{V}$ et $V+=0.9\text{V}$). Le résonateur BAW présente un coefficient de qualité important, l'oscillateur demande donc environ $22\ \mu\text{s}$ pour atteindre son régime établi (Figure 2.28 (a)). La forme d'onde du signal de sortie de l'oscillateur est présentée Figure 2.28 (b).

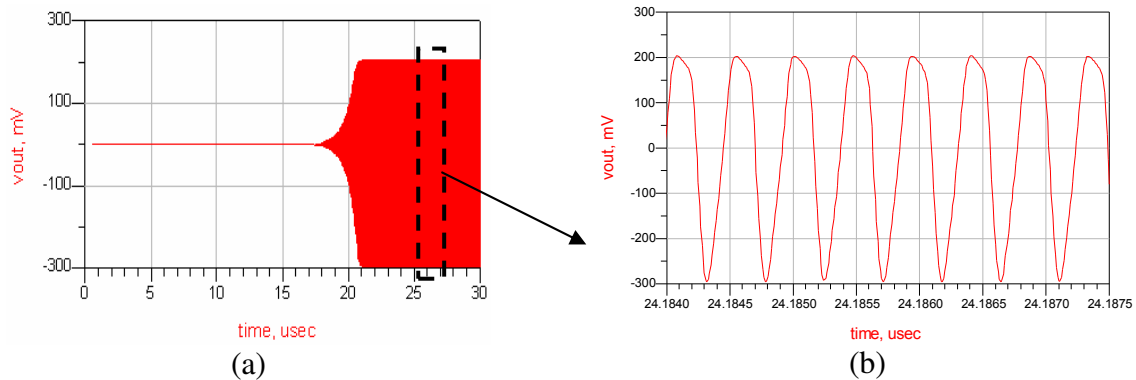


Figure 2.28 (a) et (b) : Simulations temporelles du signal de sortie de l'oscillateur ($V_{\text{bias}}=-2.5\text{V}$ et $V+=0.9\text{V}$).

10.1.4. Optimisation du point de polarisation.

Nous avons expliqué dans le Chapitre 1 paragraphe 2.4.1.2.c que pour le dispositif bipolaire, la jonction émetteur-base polarisée en direct peut contribuer au bruit en $1/f$. En plus, selon le modèle de Hajimiri and LEE (Chapitre 1 paragraphe 3.4.3), afin de réduire le bruit de phase de l'oscillateur, le transistor générant la RDN doit fonctionner en Classe C pour minimiser le bruit. Pour ces raisons, il est nécessaire d'optimiser le point de polarisation pour

la meilleure performance de bruit de phase. Nous avons utilisé la méthode pn-mx (phase noise from mixing analysis) sous ADS, qui est basée sur la méthode des matrices de conversion détaillée au chapitre 1 paragraphe 3.5.2 pour simuler le bruit de phase.

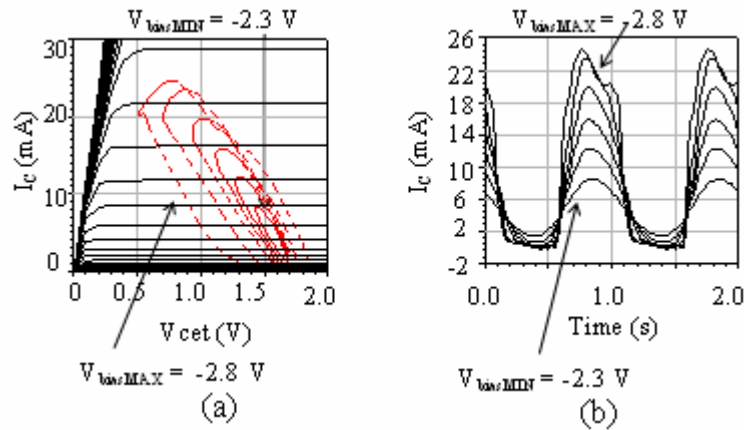


Figure 2.29 (a) : Lieu du charge dynamique I_c - V_{ce} pour différentes polarisations; (b) : Courant de collecteur en sortie d'oscillateur pour les mêmes niveaux de polarisation.

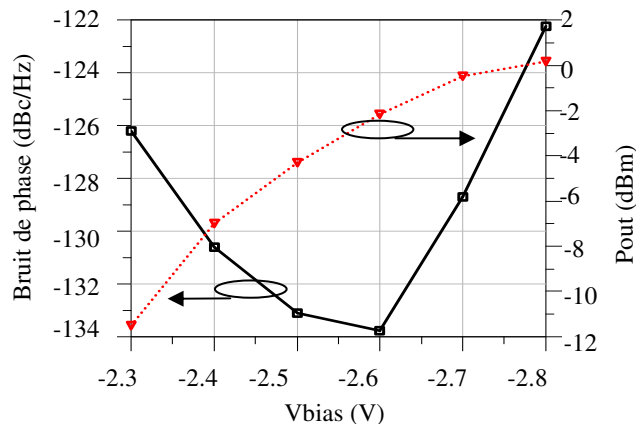


Figure 2.30 : Simulation du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse et simulation de la puissance de sortie de l'oscillateur pour les différents points de polarisation.

La simulation du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse et de la puissance sortie de l'oscillateur pour différents niveaux de polarisations sont illustrées Figure 2.30. Nous constatons que la meilleure performance de bruit de phase (-133.8 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse) est obtenue pour V_{bias} est l'ordre de -2.6 V. Au-delà plus V_{bias} augmente, plus le bruit de phase et la puissance sortie de l'oscillateur augmentent

Les trajectoires I_c - V_{ce} , ainsi que la droite de charge statique sont illustrées Figure 2.29 (a) et le courant de collecteur Figure 2.29 (b) indiquent que pour ce point de polarisation ($V_{bias}=-2.6V$ et $V_+=0.9 V$) le transistor fonctionne à la limite de la classe B.

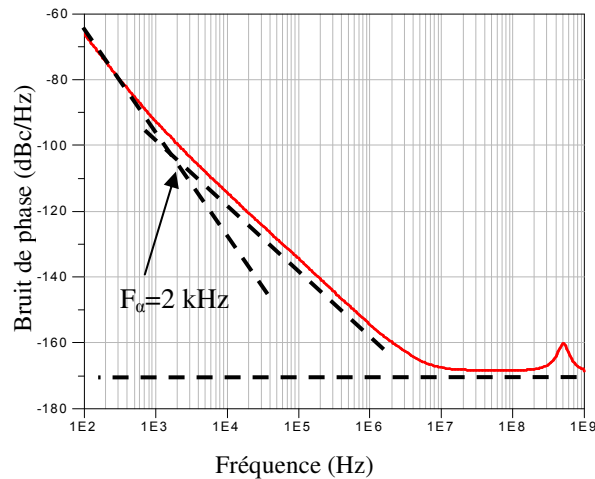


Figure 2.31: Simulation du bruit de phase ($V_{bias}=-2.6V$ et $V_+=0.9 V$)

La meilleure performance de bruit de phase obtenue en simulation est illustrée Figure 2.31. Cette courbe montre une pente de -30 dB/décade en dessous de 2 kHz de l'écart de fréquence par rapport à la fréquence d'oscillation une pente de -20 dB/décade au-delà, qui correspond à une fréquence de coupure du bruit $1/f$, f_0 , d'environ 2 kHz. Le bruit de fond est de -170 dBc/Hz. Le bruit de phase à 2 kHz de la porteuse est de -99 dBc/Hz.

10.1.5. Influence du bruit d'alimentation continue.

Le coefficient de qualité de l'oscillateur n'étant pas très élevé, de l'ordre de 1000 , le phénomène de pushing est à prendre en compte pour évaluer la conversion du bruit des alimentations en bruit de phase. Une simulation sous ADS a été effectuée pour évaluer cette conversion (Figure 2.32). Nous avons appliqué une source de bruit additionnelle de $20nV / \sqrt{Hz}$ (correspondant à l'ordre de grandeur d'une source d'alimentation à faible bruit) au circuit d'alimentation.

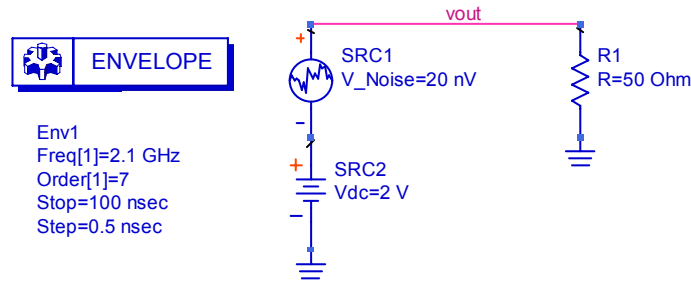


Figure 2.32 : Schéma pour la simulation de la source de bruit.

Nous présentons figure 2.33 a et b le signal de sortie de l'alimentation 'bruité'

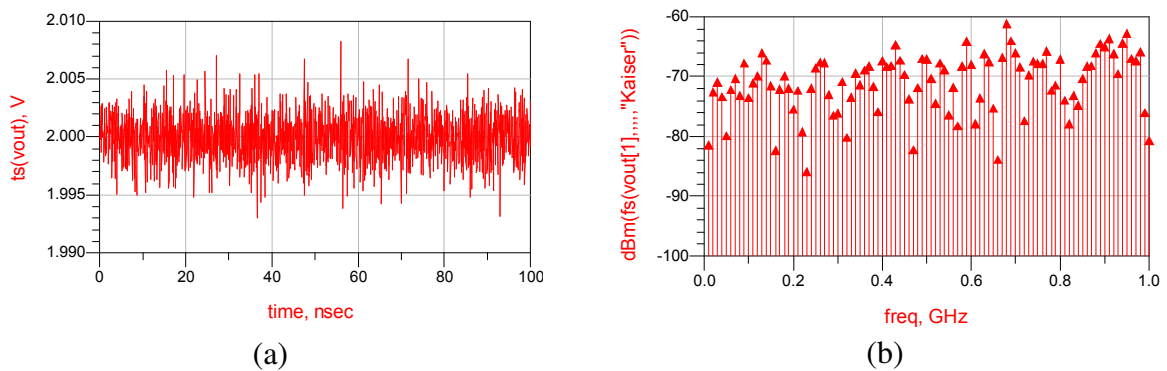


Figure 2.33. (a) : Simulation de la source de bruit temporel; (b) Simulation de la source de bruit fréquentiel.

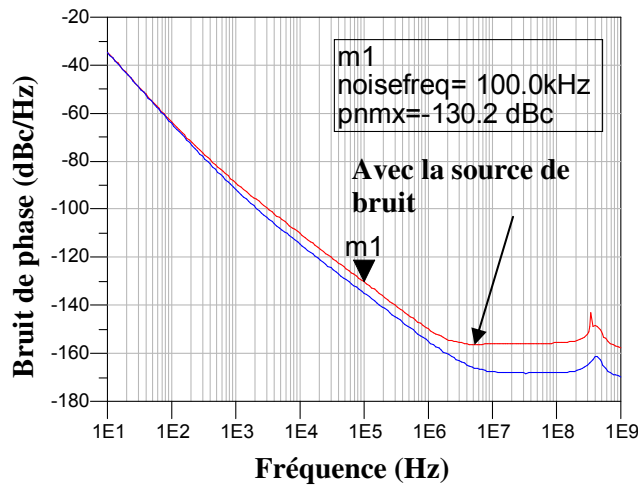


Figure 2.34 Comparaison de la simulation du bruit de phase avec la source de bruit et sans la source de bruit.

Nous remarquons que ce bruit supplémentaire au niveau des alimentations dégrade le bruit de phase de l'oscillateur (Figure 2.34) : à 100 kHz de la porteuse (M1), le bruit de phase est de

- 130 dBc/Hz au lieu de -133.8 dBc/Hz et le bruit de fond est remonté d'environ 12 dB. Un défaut de la topologie Base-Commune par rapport aux topologies différentielles est qu'elle est très sensible au niveau de bruit de l'alimentation. Pour cette raison, l'utilisation d'une alimentation à bruit minimal est un point très important pour obtenir de bonnes performances en bruit de phase pour les oscillateurs utilisant la topologie Base-Commune.

10.1.6. Réalisation des masques et conclusions sur les résultats de simulation.

Trois layouts de RDN basés sur la topologie Base-Commune ont été réalisés.

Deux circuits utilisent le même schéma électrique, la différence entre les 2 circuits se situe au niveau du transistor :

- Circuit 1 : Utilisation de transistor de type HV.
- Circuit 2 : Utilisation de transistor de type LV.

Le layout et le circuit sont illustrés figure 2.35 (a) et (b) séparément.

Pour le 3^{ième} layout, nous avons remplacé le miroir de courant par une inductance (L_{bias}) et une résistance (R_{bias}) Le layout et le circuit de ces 2 circuits sont illustrés figure 2.36 (a) et (b) séparément

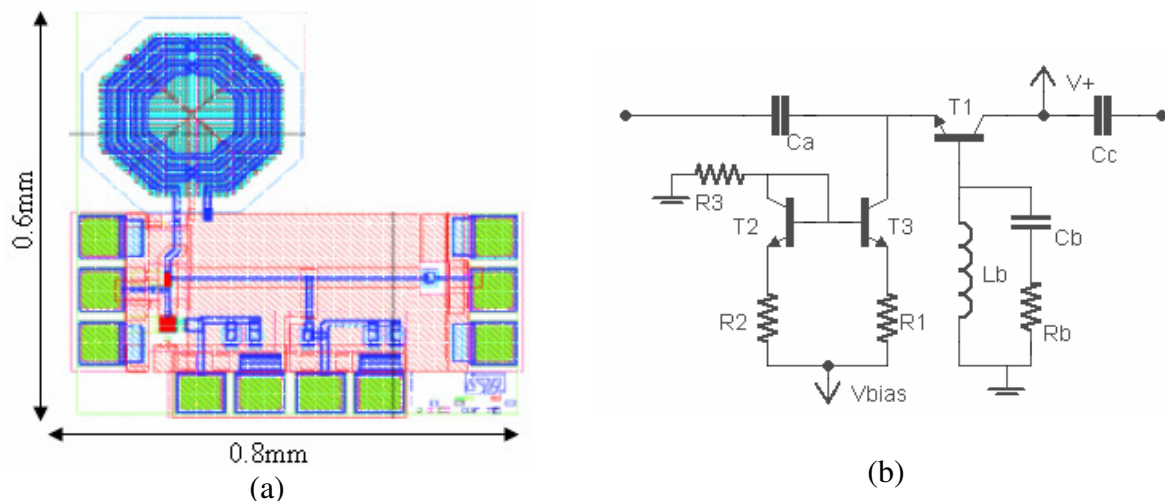


Figure 2.35 (a) Layout de la topologie Base Commune 1 (CB1). (b) : Schéma équivalent simplifié.

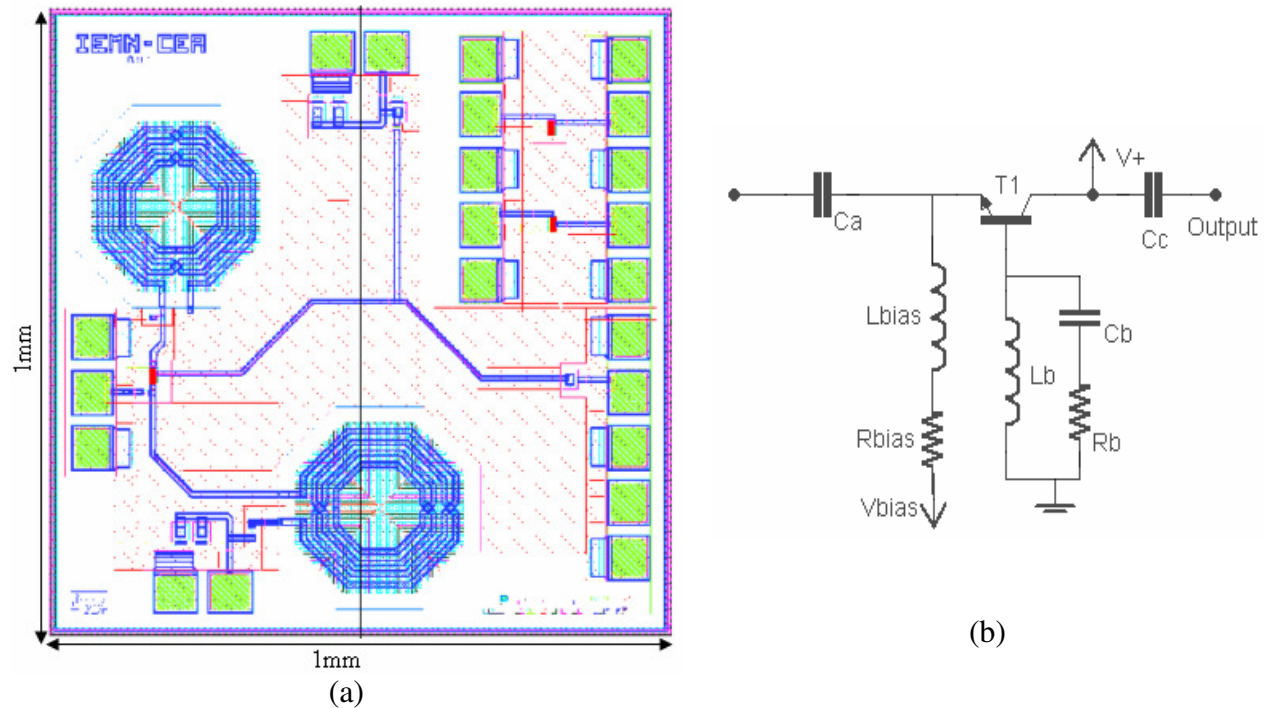


Figure 2.36 (a) Layout de la topologie Base Commune2 (CB 2) avec une inductance de choc
(b) : Schéma équivalent simplifié.

Les valeurs optimisées (L_b , R_b , C_b ...) des 3 oscillateurs basés sur la topologie Base-Commune sont présentées dans le Tableau 2.5. Les résultats de simulation de ces 3 oscillateurs sont résumés Tableau 2.6. Nous constatons que, ces trois circuits présentent sensiblement les mêmes performances au niveau du bruit de phase. L'avantage de la topologie Base-Commune avec une inductance de choc (CB 2) et des transistors LV concerne la consommation plus faible par rapport aux autres topologies, mais au prix d'une surface de silicium 2 fois plus grande.

CB1-HV		CB1-LV		CB2-LV	
Eléments	Valeur	Eléments	Valeur	Eléments	Valeur
L_b	4.5 nH	L_b	4.5 nH	L_b	4.5 nH
C_b	0.47 fF	C_b	0.47 fF	C_b	0.47 fF
R_b	40 Ω	R_b	40 Ω	R_b	40 Ω
R_1, R_2	100 Ω	R_1, R_2	100 Ω	C_1	1.05 pF
R_3	67 Ω	R_3	120 Ω	C_c	4 fF
C_1	1.05 pF	C_1	1.05 pF	L_{bias}	4.5 nH
C_c	4 fF	C_c	4 fF	R_{bias}	100 Ω

Table 2.5 : Valeurs optimisées pour les oscillateurs Basse-Commune.

	F_0 (GHz)	P_0 (dBm)	P_{diss} (mW)	Taille de RDN (mm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 2 kHz de la porteuse	Bruit de phase (dBc/Hz) à 100 kHz de la porteuse
Topologie CB 1-LV	2.158	-3.5	30	0.8x0.6	-99	-134
Topologie CB 1 HV	2.158	-2	27	0.8x0.6	-99	-134
Topologie CB 2-LV	2.158	-4	20	1x1	-97	-133

Tableau 2.6 : Résultats théoriques des 3 topologies oscillateurs Base-Commune.

10.1.7. Caractérisations expérimentales.

10.1.7.a. Topologie CB1-HV

La mesure de la RDN en régime linéaire a été effectuée sous pointes à l'analyseur de réseau vectoriel. Les résultats sont illustrés Figure 2.37. Nous constatons que la théorie et la mesure sont en bon accord autour de la fréquence oscillation (2.1 GHz). De plus, l'amplitude de $|\Gamma_N|$ est supérieure à 1.2, garantissant la condition de démarrage des oscillations.

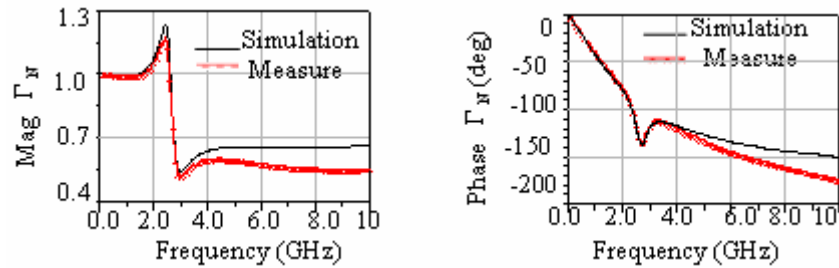


Figure 2.37 : Comparaison simulation-mesure pour le coefficient de réflexion (Γ_N) du transistor en topologie CB1-HV.

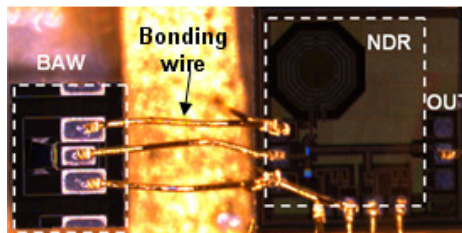


Figure 2.38 : Microphotographie d'oscillateur de CB1-HV

Le résonateur BAW (F3-M20) et le RDN (CB1-HV) sont connectés par des fils d'or, comme illustré Figure 2.38. Le spectre de l'oscillateur mesuré à l'analyseur de spectre est présenté Figure 2.39. Nous constatons que la fréquence d'oscillation est de 2.1 GHz avec environ -3.5 dBm de puissance de sortie (en prenant en compte les pertes du câble entre l'oscillateur et l'analyseur de spectre qui sont de 1 dB). La différence de fréquence d'oscillation (58 MHz) entre simulation (2.158 GHz) et mesure (2.1 GHz) correspond au décalage de la fréquence de résonance du résonateur BAW (59 MHz) entre le modèle sous ADS (2.142 GHz) et la mesure (2.083 GHz) pour la fréquence de résonance série. En remplaçant la fréquence théorique de résonateur BAW par celle expérimentale, la nouvelle simulation sous ADS nous donne la fréquence d'oscillation de 2.1 GHz (Figure 2.40).

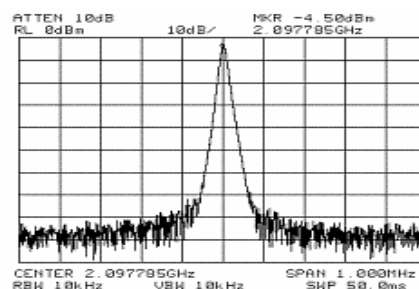


Figure 2.39 : Spectre mesuré de l'oscillateur CB1-HV.

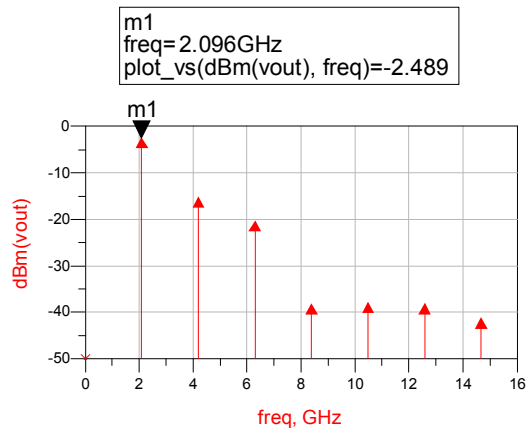


Figure 2.40 : Spectre théorique de l'oscillateur en remplaçant la fréquence théorique de résonateur BAW par celle expérimentale ($V_{\text{bias}}=-2.5\text{V}$ et $V_{+}=0.9\text{V}$).

Le bruit de phase de l'oscillateur est mesuré en utilisant l'appareil Agilent E5052B. Une comparaison entre la simulation et la mesure de ce bruit de phase à 100 kHz de la porteuse et de la puissance de sortie pour différents niveaux de polarisation (de -2.3V à -2.8V) est illustré Figure 2.41. Nous observons que la meilleure performance en bruit de phase (-130 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse) est obtenue pour une tension de polarisation voisine de -2.5V . Au delà, si la puissance de sortie de l'oscillateur augmente, on constate une forte dégradation du bruit de phase.

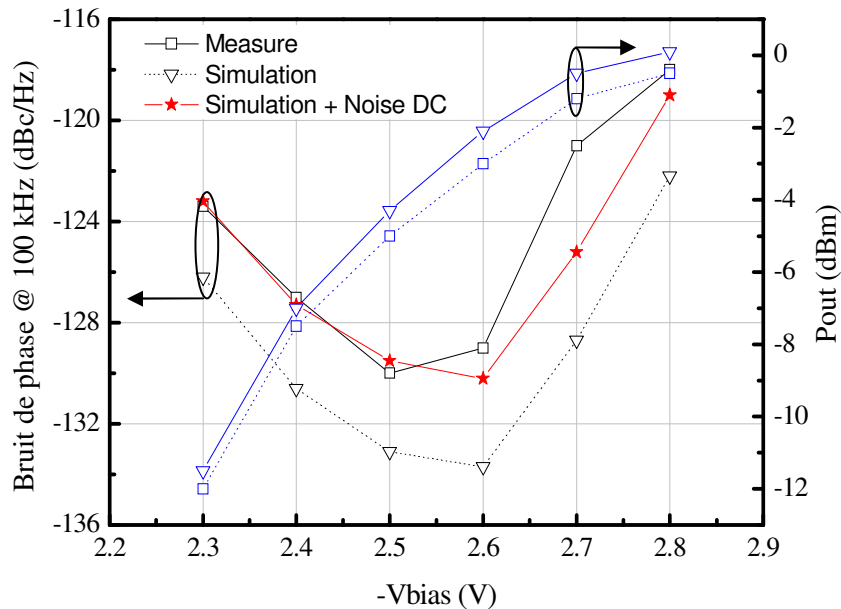


Figure 2.41. Comparaison entre simulation et la mesure du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse et de la puissance de sortie avec différents niveaux de polarisation.

Nous pouvons aussi constater que l'évolution du bruit de phase théorique et expérimental sont similaires mais qu'il existe un léger décalage au niveau de la valeur du bruit de phase. Ce décalage peut venir de la conversion du bruit de l'alimentation qui n'est pas introduit dans le modèle.

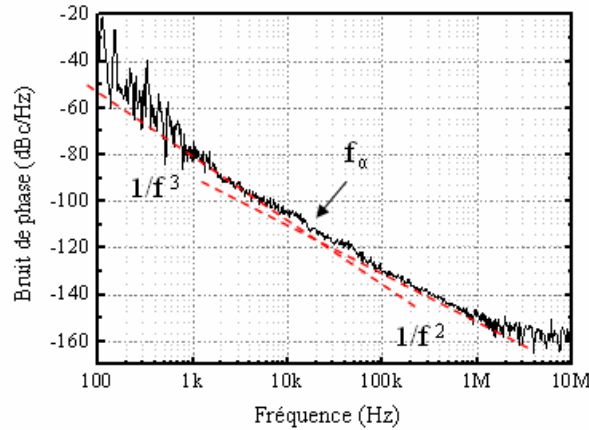


Figure 2.42. Bruit de phase mesuré d'oscillateur de CB1-HV ($V_{\text{bias}}=-2.5$ V et $V_{+}=0.9$).

Nous présentons figure 2.42, l'évolution du bruit de phase par le point de polarisation ($V_{\text{bias}}=-2.5$ V et $V_{+}=0.9$) présentant la meilleure performance en bruit de phase mesurée de l'oscillateur de CB1-HV. Cette courbe montre une pente de -30 dB/décade jusqu'à 10 kHz de la porteuse et une pente de -20 dB/décade au-delà. La fréquence de coupure du bruit $1/f$, f_{α} , est environ 10 kHz au lieu de 2 kHz prévue en théorie. Le bruit de fond est de -160 dBc/Hz. Le bruit de phase à 2 kHz de la porteuse est de -90 dBc/Hz. Comparés avec les résultats de simulations (Figure 2.29 et 2.30), ces résultats expérimentaux montrent un décalage d'environ 9 dB à 2 kHz et de 4 dB à 100 kHz de la porteuse. Ceci peut s'expliquer par la différence de fréquence de coupure du bruit en $1/f$ et des incertitudes du modèle non-linéaire de bruit et également par la conversion du bruit provenant des alimentations.

Nous avons mesuré aussi le coefficient de qualité externe de l'oscillateur en utilisant la méthode du verrouillage par injection illustrée Figure 2.43 [25].

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{2 \times \Delta f} \sqrt{\frac{P_{\text{inj}}}{P_0}} \quad (2.26)$$

où f_0 est la fréquence d'oscillation, P_0 est la puissance de sortie de l'oscillateur; P_{inj} est la

puissance injectée par le synthétiseur de fréquence; $2\Delta f$ est la bande fréquentielle de synchronisation de l'oscillateur.

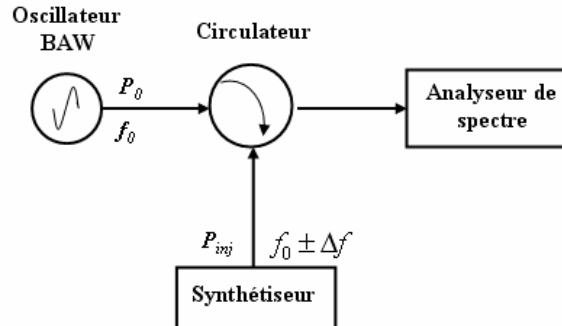


Figure 2.43. Banc de mesure du coefficient de qualité externe (Q_{ext}) d'un oscillateur.

L'évolution de Q_{ext} pour différents niveaux de polarisation est illustrée Figure 2.44. Nous constatons que Q_{ext} évolue de façon similaire au bruit de phase (Figure 2.41), quand $V_{bias} = -2,5V$, nous obtenons la valeur de Q_{ext} maximale (1158), dans ce cas nous avons $Q_{ext} \approx Q_0$, c'est à dire $Q_L \approx \frac{1}{2} Q_0$ ($\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_0}$), qui correspond sensiblement à la condition optimale pour la performance en bruit de phase (-130 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse).

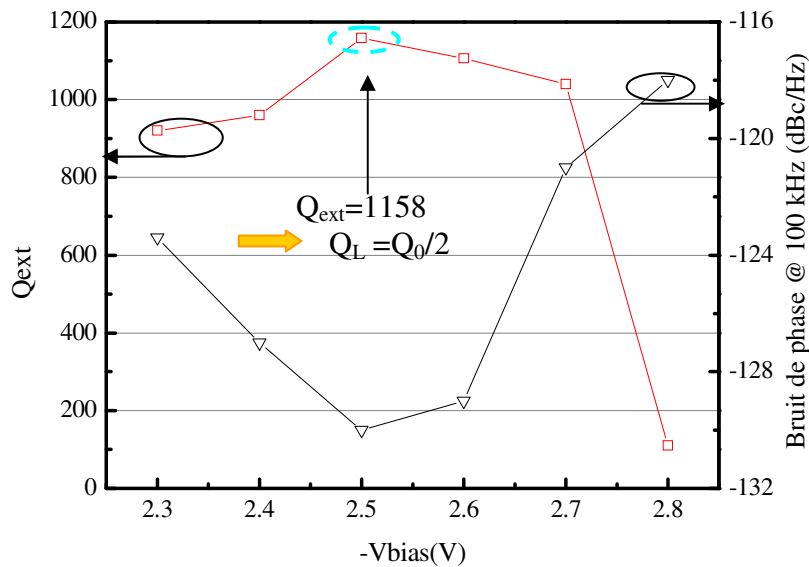


Figure 2.44. Q_{ext} mesuré pour différents niveaux de V_{bias}

10.1.7.b. Topologies CB1-LV et CB2-LV

Nous présentons figure 2.45 et 2.46 les photographies des montages des oscillateurs CB1-LV et CB2-LV. Nous avons utilisé la même méthode pour connecter le MMIC et le résonateur BAW que précédemment.

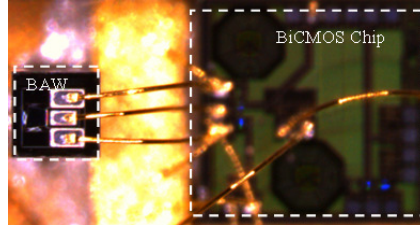


Figure 2.45 : Photographie d'oscillateur de CB1-LV(longueur de fil : 1 mm).

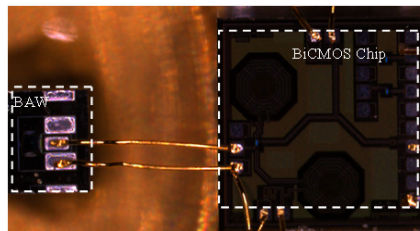


Figure 2.46 : Photographie d'oscillateur de CB2-LV (longueur de fil : 1 mm).

Les spectres des oscillateurs CB1-LV et CB 2-LV utilisant un transistor LV sont illustrés respectivement Figure 2.47 (a) et (b). Nous constatons que les fréquences d'oscillation pour ces deux topologies sont de 2.1 GHz, avec une puissance de sortie (en prenant en compte les pertes du câble entre l'oscillateur et l'analyseur de spectre de 1 dB) d'environ -2 dBm et -6.5 dBm pour CB1-LV et CB 2-LV.

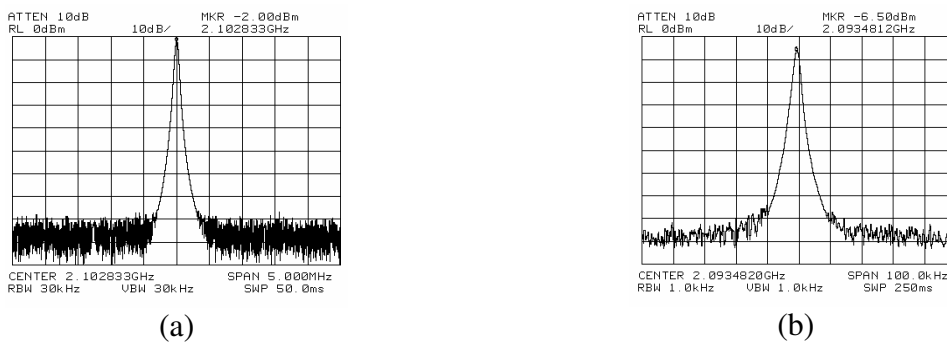


Figure 2.47 (a): Spectre mesuré de l'oscillateur CB 1-LV($V_{\text{bias}}=-2.8$ V, $V_{+}=1$ V et $I=9$ mA),
 (b) Spectre mesuré de l'oscillateur CB 2-LV ($V_{\text{bias}}=-1.6$ V, $V_{+}=0.9$ V et $I=7$ mA)

Nous présentons figure 2.48, l'évolution fréquentiel du bruit de phase par les trois topologies d'oscillateur, nous constatons qu'ils présentent sensiblement les mêmes performances au

niveau du bruit de phase.

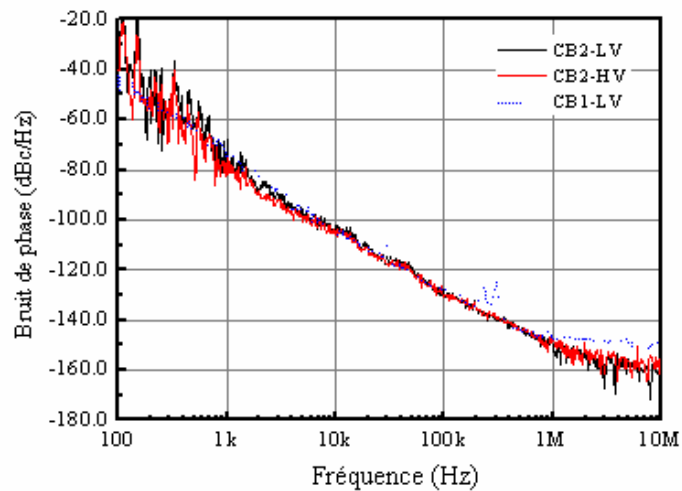


Figure 2.48 : Bruit de phase comparée de trois oscillateurs avec la topologie Base-Commune.

Pour une application de la micro-horloge atomique, il est intéressant de connaître l'évolution de la fréquence d'oscillation et de la puissance de sortie en fonction de la température. De ce fait, nous avons étudié les différentes évolutions pour les topologies CB1-HV et CB 2-LV pour une variation de température allant de $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$. Nous présentons Figure 2.49 et Figure 2.50 les résultats de ces évolutions. Nous obtenons $-14\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ pour les deux oscillateurs en stabilité relative de fréquence. Concernant la puissance de sortie des oscillateurs, elle augmente avec la température pour la topologie CB 2 LV, par contre, elle augmente jusqu'à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour la topologie CB1 HV, puis décroître. Cette différence d'évolution peut s'expliquer par l'utilisation de transistor différent (le transistor de type HV pour la topologie CB1 et LV pour la topologie CB2).

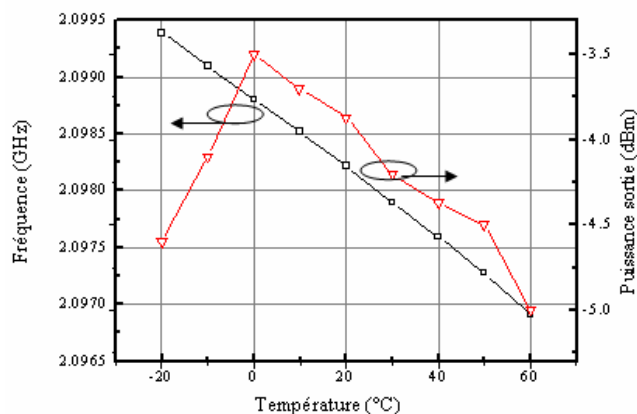


Figure 2.49 : Stabilité thermique de la fréquence oscillation et de la puissance de sortie de l'oscillateur CB 1-HV.

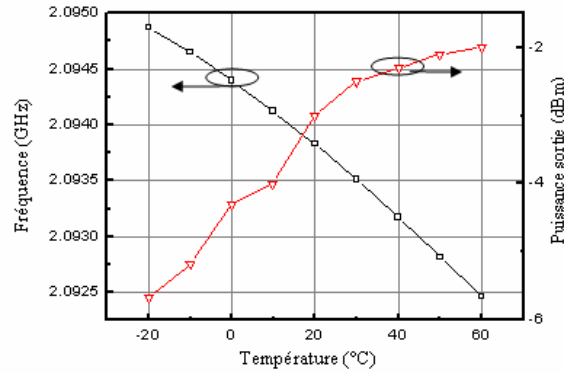


Figure 2.50 : Stabilité thermique de la fréquence d'oscillation et de la puissance de sortie de l'oscillateur CB 2-LV

10.1.8. Conclusions

Les résultats de mesures concernant les trois oscillateurs utilisant la topologie Base-Commune sont résumés dans le Tableau 2.7. Comparé avec le tableau 2.6 (simulation), nous constatons qu'il y a environ 2 dB de dégradation entre la simulation et la mesure au niveau de la puissance et que le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse présente un décalage de 4 dB entre théorie et expérimentation. Au niveau des transistors, il n'apparaît pas de différence de performance au niveau du bruit de phase entre les transistors HV et LV, mais nous obtenons une puissance de sortie plus importante avec les transistors HV. (connu en théorie Cf. Tableau 2.4).°

	F_0 (GHz)	P_0 (dBm)	P_{diss} (mW)	Stabilité thermique $\Delta F/$ ppm/°C (- 20°C à +60°C)	Taille MMIC (RDN) (mm*mm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 2 /100 kHz de la porteuse
Topologie CB 1 avec LV	2.1	-5	25	/	08*06	-89/-130
Topologie CB 1 avec HV	2.1	-3.5	23,8	-14	0.8*06	-90/-130
Topologie CB 2 avec LV	2.1	-4.3	20	-14	1*1	-88/-129

Tableau 2.7 : Conclusion des résultats de mesures d'oscillateur Base Commune

10.2. Topologie Colpitts et Colpitts Différentielle

Afin de comparer les avantages et inconvénients de la topologie Base-Commune par rapport aux topologies Colpitts et Colpitts Différentielle, nous allons maintenant étudier ces 2 nouvelles topologies.

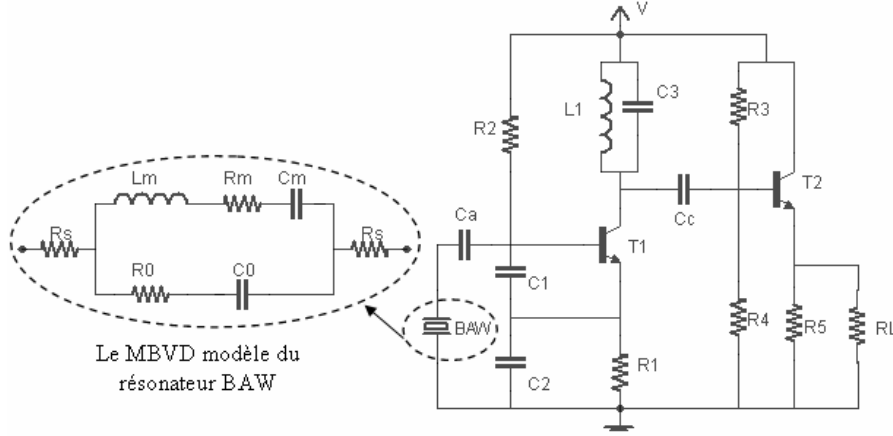


Figure 2.51 : Schéma simplifié de la topologie Colpitts de l'oscillateur avec résonateur BAW
 La topologie Colpitts est illustrée figure 2.51, nous utilisons les mêmes critères (formules 2.23-2.25) pour réaliser l'oscillateur :

Le transistor T₁ avec les capacités C₁ C₂ réalise la RDN pour compenser les pertes du résonateur BAW à la fréquence d'oscillation. Les expressions analytiques de la RDN et des pertes du résonateur BAW sont les suivantes [26] :

$$R_N = -\frac{g_m}{C_1 C_2 \omega^2} \quad (2.27)$$

$$R_R = 2R_S + R_m \left[1 + \frac{2C_0}{C_L} \right]^2 \quad (2.28)$$

où g_m est la transconductance de transistor T₁, ω la pulsation angulaire, C₀ traduit le comportement électromagnétique du résonateur BAW (section 8.3.1), C_L la capacité du condensateur de charge de résonateur BAW, vue par l'entrée du transistor T₁, dont l'expression est: (2.29).

$$C_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.29)$$

La fréquence d'oscillation (f_0) est définie par [27] :

$$f_0 = f_s \left(1 + \frac{C_m}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (2.30)$$

où f_s est la fréquence de résonance série du résonateur.

Un étage d'amplificateur tampon est ajouté pour isoler l'oscillateur de la sortie. De plus, par rapport à un oscillateur classique, un filtre LC parallèle (L_1 et C_3) résonnant à la fréquence d'oscillation est ajouté au collecteur de transistor T_1 . Afin d'augmenter la puissance de sortie de l'oscillateur. D'après *Fred L. Walls* [27], le bruit $1/f$ peut être réduit, si une résistance 'unbypassed' est ajoutée à l'émetteur du transistor, pour cette raison, une résistance R_1 est ajoutée à l'émetteur de transistor T_1 . Sa valeur a été optimisée par rapport aux performances du bruit de phase obtenu. Enfin, le bruit de phase de l'oscillateur peut encore être amélioré en ajustement du rapport $\frac{C_1}{C_2}$ [28, 29].

Après une étude des concepts sur la topologie Colpitts, nous présentons dans les paragraphes suivants les concepts sur la topologie Colpitts Différentiel accompagnant d'une comparaison des résultats des simulations au niveau du bruit de phase pour deux topologies.

Considérons la topologie Colpitts Différentielle. Cette topologie à structure différentielle permet d'avoir deux signaux de sortie identiques, à condition que le circuit présente une parfaite symétrie. On pourrait croire alors que cette structure présente un bruit de phase plus important en raison de la superposition des contributions des sources de bruit des deux transistors. Selon le modèle de bruit de phase de Hajimiri et Lee (présenté dans chapitre 1 section 3.4.3), ce n'est heureusement pas le cas, quand le fonctionnement de cette structure est basée sur une commutation des deux composants actifs, les puissances de bruit due aux sources cyclostationnaire (par exemple le bruit de grenaille associé au courant collecteur) ne s'ajoutent que lorsque les deux transistors conduisent simultanément, c'est-à-dire pour une fraction de la période d'oscillation.

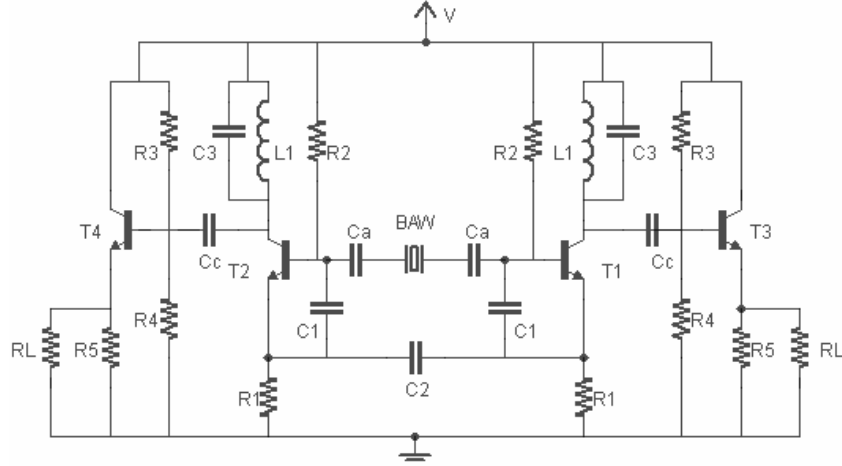


Figure 2.52 : Schéma simplifié de la topologie Colpitts Différentielle de l'oscillateur avec résonateur BAW.

Le schéma simplifié de la topologie Colpitts Différentielle est illustrée figure 2.52. Cette topologie peut offrir une RDN sur une plus large bande de fréquence que les 'cross coupled paires' classiques [30]. Les transistors T_1 et T_2 avec les capacités C_1 et C_2 génèrent la RDN qui compense la perte du résonateur BAW. Le fonctionnement du filtre LC (L_1 et C_3) et l'étage buffer sont identiques à ceux du Colpitts précédent. Enfin, l'amélioration du bruit de phase est effectuée par ajustement de la valeur de capacité C_2 et du rapport $\frac{C_1}{C_2}$ [28, 29].

Pour cette topologie, la RDN et les pertes du résonateur BAW sont définies par [26] :

$$R_N = -\frac{2g_m}{C_1 C_2 \omega^2} \quad (2.31)$$

$$R_R = R_S + \frac{R_m}{2} \left[1 + \frac{2C_0}{C_L} \right]^2 \quad (2.32)$$

ou C_0 traduit le comportement électromagnétique du résonateur BAW (section 8.3.1), C_L est la même qu'en (2.29).

Nous constatons que les pertes sont divisées par 2 par rapport au cas précédent (2.30), ce qui

contribue à une amélioration du coefficient de qualité et donc du bruit de phase.

Dans ce cas, la fréquence oscillation (f_0) est donnée par l'expression suivant :

$$f_0 = f_s \left(1 + \frac{C_m}{2C_0 + C_L} \right) \quad (2.33)$$

Les valeurs optimisées pour les oscillateurs Coplitts et Colpitts différentiel sont résumées tableau 2.8. Les résultats de la simulation harmonique balance pour ces deux topologies sont illustré Figure 2.53, nous constatons que la fréquence d'oscillation est de 2,17 GHz pour les deux oscillateurs et la topologie Colpitts possède une puissance de sortie (-1 dBm) plus importante que la topologie Colpitts Différentielle. Enfin, l'effet d'une source de bruit superposée à la tension d'alimentation $20nV/\sqrt{Hz}$ pour les topologies Colpitts et Colpitts Différentielle est illustré Figure 2.54. Nous observons que pour la topologie Colpitts, le bruit superposé au niveau de l'alimentation dégrade d'environ 4 dB le bruit de phase à 100 KHz de la porteuse (-128.6 dBc/Hz avec la source de bruit) ; Alors que la topologie Colpitts Différentielle est naturellement immunisée contre le bruit des alimentations (-137 dBHz à 100 kHz de la porteuse avec la source de bruit) (Figure2.54. b).

Colpitts		Colpitts Différentiel	
Eléments	Valeur	Eléments	Valeur
L1	1 nH	L1	1 nH
C1	0.6 pF	C1	0.5 pF
C2	5 pF	C2	1.5 pF
C3	4.5 pF	C3	4.5 pF
Ca	1 pF	Ca	0.65 pF
Cc	0.5 pF	Cc	0.5 pF
R1	70 Ω	R1	70 Ω
R2	2 k Ω	R2	3 k Ω

Tableau 2.8 : Valeurs optimisées pour les oscillateurs Colpitts et Colpitts Différentiel d'après simulation.

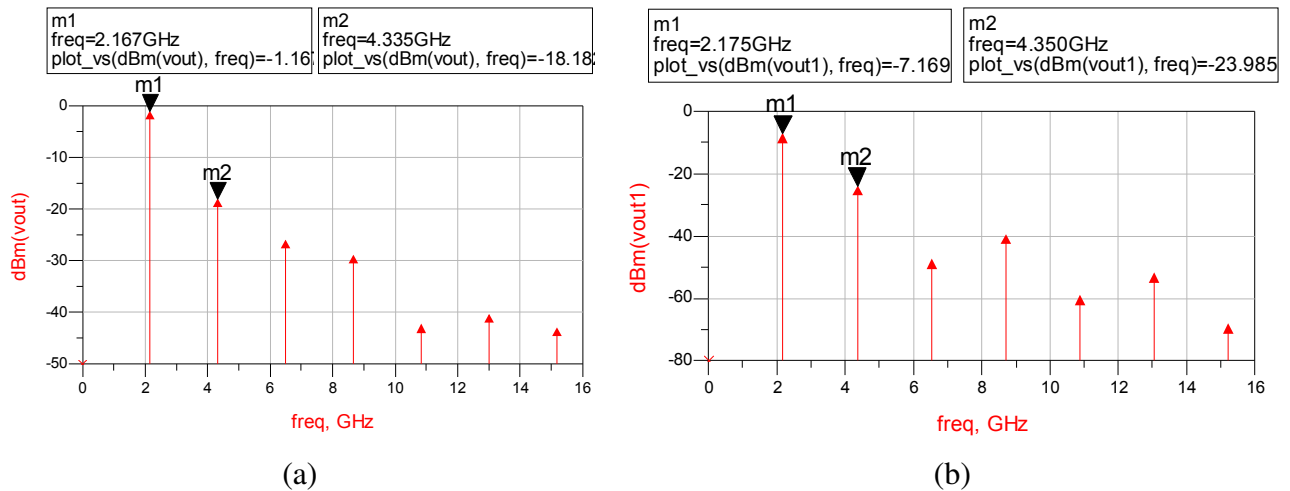


Figure 2.53 : Simulation harmonique balance de l'oscillateur pour la topologie Colpitts (a) et Colpitts Différentiel (b).

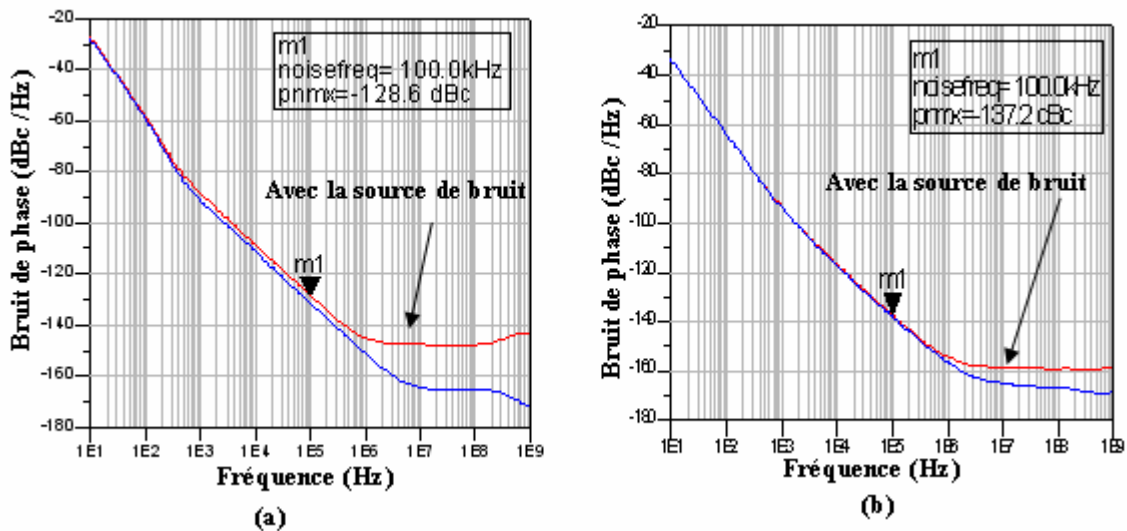


Figure 2.54 : Comparaison théorique entre les bruits de phase avec ou sans la source de bruit dans les alimentations: (a) : Colpitts ; (b) : Colpitts Différentiel.

Dans le cadre du projet MHASt et de mes travaux de thèse, nous n'avons pas eu le temps de réaliser les circuits Colpitts et Colpitts Différentiel ; ces 2 types de circuits ont été étudiés et réalisés par le CEA-Leti. Afin de valider les résultats théoriques, nous présentons en dessous les performances expérimentales des circuits du CEA-Leti avec la même filière technologique des oscillateurs à Base-Commune.

Une photo de l'oscillateur Colpitts Différentiel est donnée Figure 2.55. La taille de puce MMIC (RDN) est de 1.6 mm² pour la topologie Colpitts Différentielle et 1 mm² pour celle du

Colpitts simple.

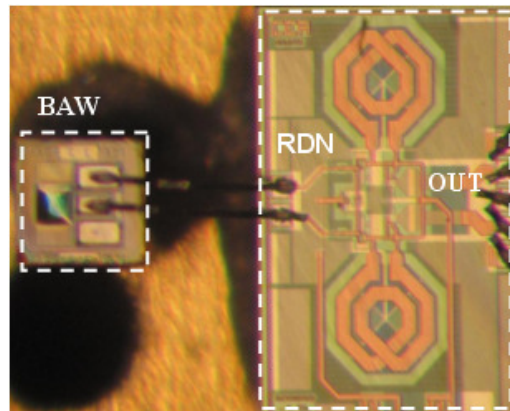


Figure 2.55: Microphotographie d'oscillateur Colpitts Différentiel (réalisé par CEA-Leti).

Le spectre de l'oscillateur Colpitts Différentiel est montré Figure 2.56. Nous constatons que la fréquence d'oscillation est voisine de 2.1 GHz avec une puissance de sortie -6.3 dBm (1 dB de perte dans le câble de mesure).

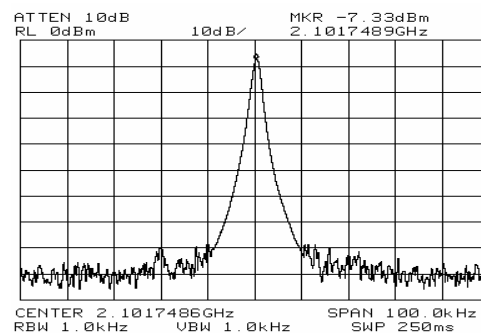


Figure 2.56 : Spectre d'oscillateur Colpitts Différentiel.

Les résultats des mesures de bruit de phase sur les oscillateurs Colpitts et Colpitts Différentiel sont illustrés Figure 2.57. Nous observons qu'à 100 kHz de la porteuse, le bruit de phase de la structure différentielle est largement inférieur (d'environ 10 dB) à celui de la structure Colpitts simple, puisque nous obtenons environ 4 dB de variation de puissance pour la topologie Colpitts Différentielle et 8 dB pour la topologie Colpitts ;

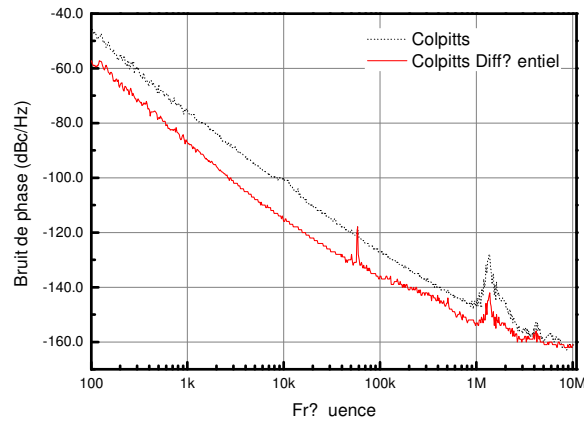


Figure 2.57: Bruit de phase des oscillateurs Colpitts et Colpitts Différentiel (mesuré par CEA-Leti).

Les résultats de mesure de la stabilité thermique de la fréquence oscillation et de la puissance de sortie des oscillateurs Colpitts et Colpitts Différentiel sont illustrés Figure 2.58 et 2.59 respectivement. Au niveau de stabilité de fréquence les deux topologies présentent sensiblement les mêmes résultats avec 9 ppm/°C. Par contre, au niveau de la variation de puissance, nous constatons que la topologie Colpitts Différentielle dérive moins que la topologie Colpitts.

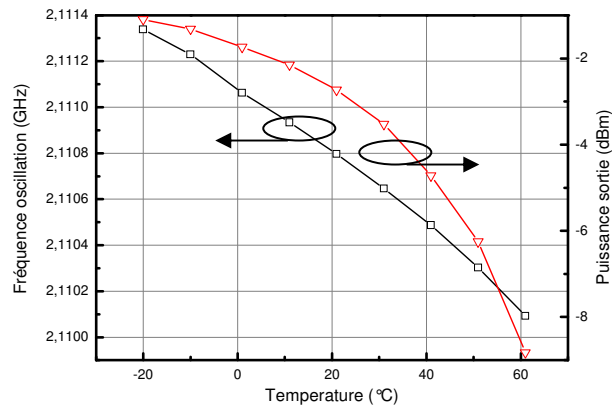


Figure 2.58: Stabilité thermique de la fréquence oscillation et de la puissance de sortie pour l'oscillateur Colpitts (mesuré par CEA-Leti)

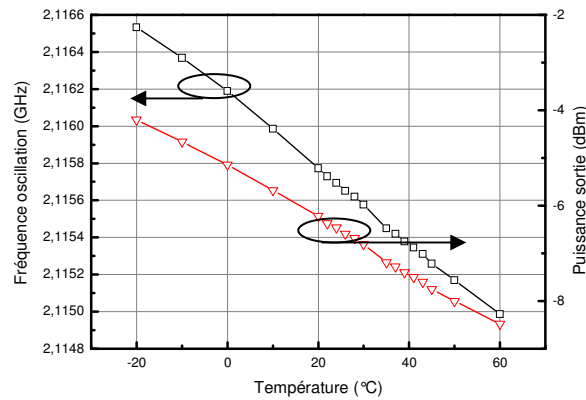


Figure 2.59: Stabilité thermique de la fréquence d'oscillation et de la puissance de sortie pour l'oscillateur Colpitts Différentiel (mesuré par CEA-Leti).

La fréquence de résonance des résonateurs BAW est souvent limitée aux alentours de 3 GHz. Ces limitations proviennent essentiellement par la limitation technologie de réalisation des résonateurs BAW. Pour doubler la fréquence de l'oscillation, 3 solutions sont possibles :

- Ajouter un doubleur de fréquence
- Ajouter un mélangeur
- Utiliser une topologie harmonique.

La solution qui minimise le bruit de phase est la solution basée sur la topologie harmonique. Dans la suite, nous détaillons cette topologie.

10.3. Topologie Colpitts Différentielle Harmonique 2.

Le schéma simplifié de la topologie Colpitts Différentielle Harmonique 2 est illustré Figure 2.60 Le principe de cette topologie est basé sur la topologie Colpitts Différentielle en montage push-push. Les signaux à la sortie de capacité C_2 sont composés d'un signal à la fréquence d'oscillation fondamentale et d'un signal à l'harmonique 2, avec 180° de déphasage entre les composants fondamentaux et les fréquences harmoniques impaires. En revanche, les fréquences harmoniques paires sont en phase. Après sommation en sortie, les signaux à la fréquence fondamentale s'annulent, alors que les signaux à la fréquence harmonique deux sont en phase et s'additionnent.

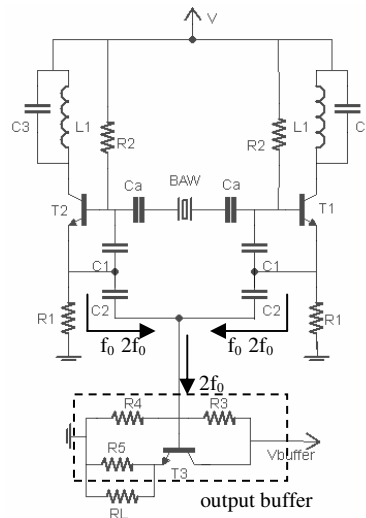


Figure 2.60: Schéma simplifié de la topologie Colpitts Différentielle Harmonique 2.

Les valeurs optimisées pour l'oscillateur Colpitts Différentiel harmonique 2 d'après les simulations sous ADS (Figure 2.61) sont résumées tableau 2.9. Nous observons que la fréquence fondamentale s'annule en sortie (Figure 2.61 (a)) et que nous obtenons une bonne performance au niveau du bruit de phase (Figure 2.61 (b)). La réalisation et les mesures sont effectuées par CEA-Leti, nous présentons les résultats de mesure par la suite.

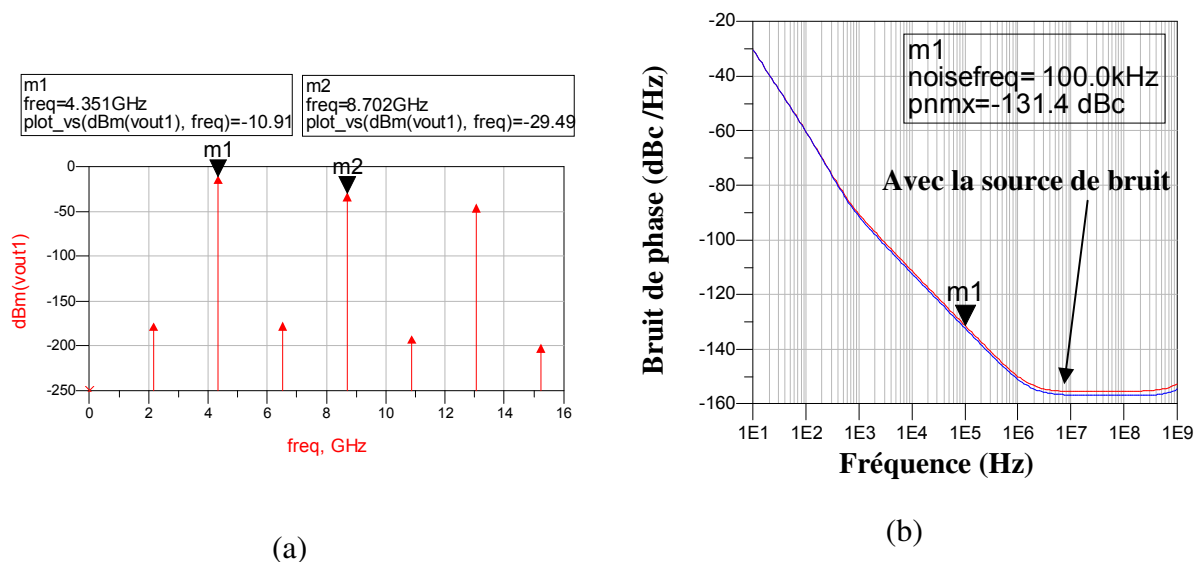


Figure 2.61 : Simulation harmonique balance (a) et bruit de phase pour l'oscillateur Colpitts Différentiel Harmonique 2.

Colpitts Différentiel Harmonique 2							
Eléments	L1	C1	C2	C3	Ca	R1	R2
Valeur	1 nH	0.5 pF	3 pF	4.5 pF	1 pF	70 Ω	3 k Ω

Tableau 2.9: Valeur optimisée pour l'oscillateur Colpitts Différentiel harmonique 2 d'après simulation sous ADS.

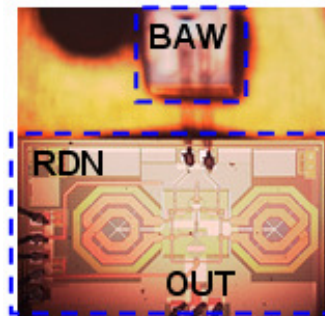


Figure 2.62 : Photographie de l'oscillateur Colpitts Différentiel Harmonique 2 (réalisé par CEA-Leti)

Nous présentons figure 2.62 un oscillateur Colpitts Différentiel Harmonique 2 réalisé par CEA-Leti. La taille de puce MMIC (RDN) est de 1.6 mm².

Le spectre de cet oscillateur est illustré Figure 2.63. Nous constatons qu'il oscille à 4,2 GHz avec une puissance de sortie de -12,8 dBm (1 dB de perte dans le câble de mesure).

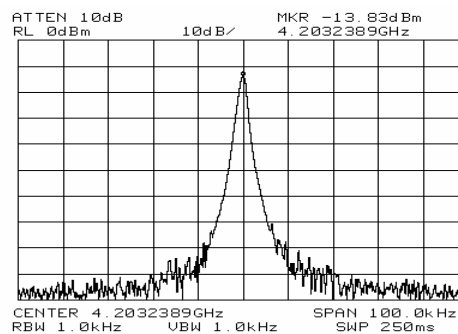


Figure 2.63 Spectre de l'oscillateur Colpitts Différentiel Harmonique 2.

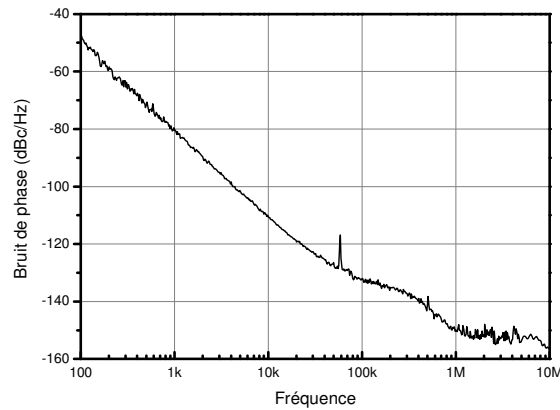


Figure 2.64: Bruit de phase pour l'oscillateur Colpitts Différentiel Harmonique 2 (mesuré par CEA-Leti).

Le bruit de phase mesuré est montré Figure 2.64. Il est -91 dBc/Hz à 2 kHz de la porteuse et de -132 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse pour une consommation de 21.6 mW.

	Théorie			Mesure		
	F_0 (GHz)	P_0 (dBm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 100 kHz de la porteuse avec bruit de l'alimentation	F_0 (GHz)	P_0 (dBm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 100 kHz de la porteuse
Colpitts	2.167	-1	-129	2.1	-3.6	-127
Colpitts Différentiel	2.175	-7	-137	2.1	-6.3	-136.5
Colpitts Différentiel Harmonique 2	4.3	-10.9	-131	4.2	-12.8	-132

Tableau 2.10 : Comparaison des théories et mesures pour les topologies Colpitts, Colpitts Différentiel, Colpitts Différentiel Harmonique 2.

Une comparaison entre la théorie et la mesure pour les topologies Colpitts, Colpitts Différentielle, Colpitts Différentielle Harmonique 2 est présenté Table 2.10. Nous constatons que les résultats du bruit de phase entre la théorie ajoutant le bruit d'alimentation et mesure coïncident bien. Par contre, pour la fréquence d'oscillation (F_0), il existe une légère différence

entre la théorie et la mesure, qui correspond au décalage de la fréquence de résonance du résonateur BAW entre le modèle et la mesure, comme la topologie Base-Commune.

La conclusion sur les mesures d'oscillateurs : Colpitts, Colpitts Différentiel et Colpitts Différentiel Harmonique 2 sont présentés Table 2.11.

	F ₀ (GHz)	P ₀ (dBm)	P _{diss} (osc core) (mW)	P _{diss} (buffer) (mW)	Déviaton T (ppm/°C) (-20°C à 60°C)	La taille de MMIC (RND) (mm*mm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 2/100 kHz de la porteuse
Colpitts	2.1	-3.6	21.6	11	-9	1*1	-89/-127
Colpitts Différentiel	2.1	-6.3	21.6	22	-9	1*1,6	-96/-136,5
Colpitts Différentiel Harmonique 2	4.2	-12.8	21.6	11	n/a	1*1.6	-91/-132

Tableau 2.11 : Récapitulatif des mesures : Colpitts, Colpitts Différentiel et Colpitts Différentiel Harmonique 2.

10.4. Topologie envisagée_ Double Colpitts Différentiel

Après la conception, réalisation et caractérisation des différentes topologies (Base Commune, Colpitts, Colpitts Différentiel et Colpitts Différentiel Harmonique 2), les topologies Colpitts Différentiel apparaissent comme la meilleure structure au niveau du bruit de phase. Ceci a conduit à envisager une topologie Double Colpitts Différentiel [31].

Le schéma de la topologie Double Colpitts Différentiel est montré Figure 2.65. Comparé au Colpitts Différentiel traditionnel, deux paires de transistors (T₁, T₂, T₃, T₄) sont utilisées pour générer la RDN. Ce qui rend le circuit encore moins sensible aux bruits d'alimentation. Un des avantages de cette topologie est qu'aucune inductance n'est utilisée, ce qui permet une meilleure compacité. Deux paires de miroir de courant sont utilisées pour fixer la polarisation de chacun transistor. Nous avons choisi la topologie base commune pour l'étage buffer grâce à sa bonne performance de l'isolation.

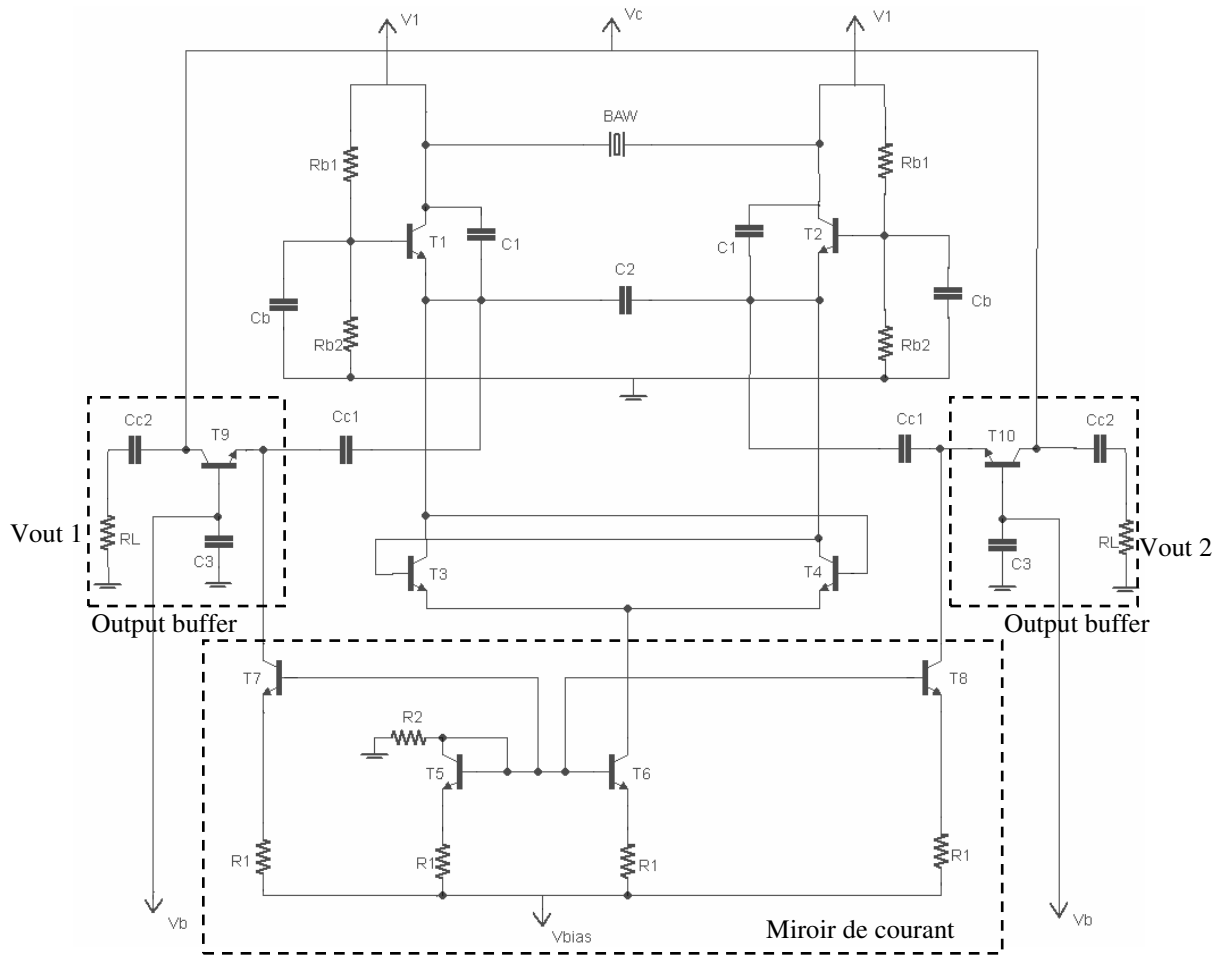


Figure 2.65 : Schéma de la topologie Double Colpitts Différentiel

La figure 2.67 (a) présente la somme de la conductance de RND et résonateur BAW. Il apparaît deux résonances : une résonance (autour de 2 GHz) qui correspond à la résonance BAW et une autre (autour de 7 GHz) qui dépend de la longueur de fils de connections (Bonding wire) entre BAW et MMIC (Figure 2.66). Dans ce cas ($L_s=0.2$ nH) pour la meilleure performance en bruit de phase. Afin d'éviter d'osciller sur la deuxième résonance, il faut ajuster la longueur de fil (comme présenté dans la section 10.1.2). Nous constatons figure 2.67 (b), à la fréquence 2.158 GHz que la partie imaginaire de la somme de la conductance de RND et résonateur BAW est égale à zéro, par contre la partie réelle est négative. Il implique que la condition de démarrage d'oscillation est bien satisfaite à cette fréquence.

Les résultats de la simulation harmonique balance sont illustrés Figure 2.68. Nous constatons que la fréquence centrale est toujours voisine de 2.16 GHz, avec une puissance de sortie de -0.5 dBm en sortie et les deux signaux de sortie (vout1 et vout2) présent un déphasage de 180° .

La consommation du cœur de l'oscillateur est de 34 mW.

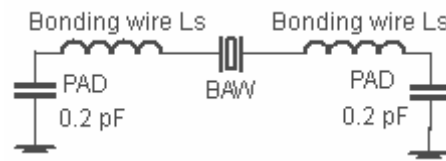


Figure 2.66 : Modèle simplifié du résonateur BAW avec l'interconnexion filaire (la valeur PAD est obtenu par mesure).

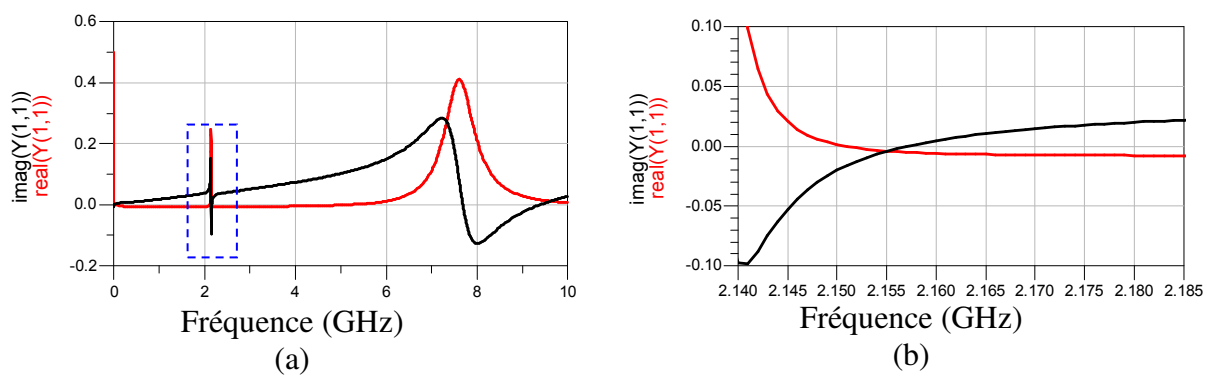


Figure 2.67 : Simulation petit signal.

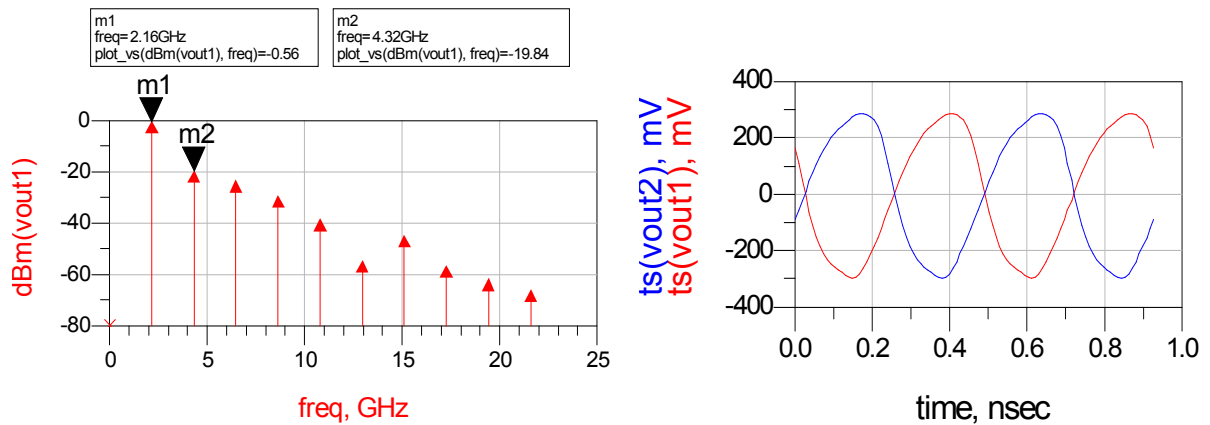


Figure 2.68 Résultats de la simulation Harmonique balance.

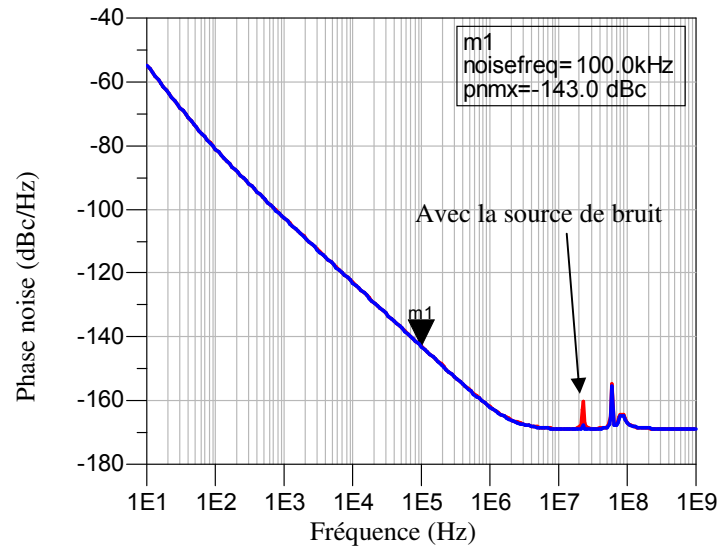


Figure 2.69 : Comparaison de la simulation du bruit de phase avec ou sans la source de bruit dans les alimentations

L'évolution du bruit de phase de la topologie double Colpitts différentielle est présenté Figure 2.69. Nous observons que même si on ajoute une source de bruit à chaque point d'alimentation de $20nV/\sqrt{Hz}$, ce bruit n'est pas converti au niveau de la porteuse. De plus, à 100 kHz de la porteuse le bruit de phase est de -143 dBc/Hz. Ce qui constitue le meilleur résultat de bruit de phase de toutes les topologies envisagées.

11. Conclusion

Dans ce chapitre, différentes topologies des oscillateurs utilisant un résonateur BAW sont étudiées, réalisées et mesurées. Deux types de topologies se dégagent: Single-ended et Différentielle. L'avantage de la topologie différentielle est sa performance au niveau du bruit de phase et son immunité vis-à-vis du bruit ajouté des alimentations, comme résumé dans Tableau 2.12, avec une source de bruit ajouté à l'alimentation ($20nV / \sqrt{Hz}$), le bruit de phase à 100 kHz des topologies Single-ended sont dégradé d'environ 4 dB, ce qui n'est pas le cas pour les topologies Différentielle. Un des inconvénients des topologies Différentielle que nous avons conçu est la faible puissance de sortie provenant des pertes entre l'oscillateur et l'étage buffer. Ensuite, parmi les topologies single-ended que nous avons réalisé, trois oscillateurs (CB1-HV, CB1-LV et CB2-LV) en topologie Base-Commune présentant sensiblement les mêmes performances au niveau du bruit de phase. Ce bruit de phase est meilleur que la topologie Colpitts, parce que la fréquence d'oscillation de la topologie base commune utilise la résonance série du résonateur BAW, alors que la topologie Colpitts repose sur résonance parallèle du résonateur BAW. Cependant le meilleur bruit de phase (-136.5 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse) est obtenu par la topologie Colpitts Différentielle, Enfin, une topologie de double Colpitts Différentielle a été étudiée, elle propose une performance très prometteuse, car elle permet une encore une amélioration au niveau de bruit de phase et du FOM d'après réalisation de simulation et tout en minimisant la surface de silicium (aucune inductance est utilisée).

Pour comparer les performances des oscillateurs, la figure de mérite (FOM) (2.36) est souvent utilisée.

$$FOM = \mathcal{L}(\Delta f_m) - 20 \log \frac{f_0}{f_m} + 10 \log \left(\frac{P_{diss}}{1mW} \right) \quad (2.34)$$

où $\mathcal{L}(\Delta f_m)$ est le bruit de phase à Δf_m de la porteuse (f_0), P_{diss} est la puissance dissipée.

Une comparaison de l'état de l'art des oscillateurs à faible bruit de phase couplé à un résonateur BAW est donnée Tableau 2,13. Nous constatons que les oscillateurs réalisés dans le projet MHASt sont au niveau de l'état de l'art concernant la performance en bruit de phase.

La topologie Colpitts Différentielle présente une très bonne performance en bruit de phase et en FOM.

Dans le chapitre suivant, un oscillateur réalisé avec le résonateur BAW sera appliqué pour une synthèse de fréquence à 4.6 GHz. La conception, réalisation et caractérisation de cette synthèse de fréquence ainsi que la méthode pour détecter le signal de sortie de la micro-cellule seront présentées en détail. Enfin nous présentons les résultats de mesure avec la synthèse de fréquence appliquée à une micro-cellule de césium.

Topologie	F ₀ (GHz)	P ₀ (dBm)	P _{diss} (mW)	Taille de RDN (mm)	Bruit de phase (dBc/Hz) à 2/100 kHz de la porteuse	Bruit de phase (dBc/Hz) à 100 kHz de la porteuse avec l'effet du bruit à l'alimentation ($20nV/\sqrt{Hz}$)
Single-ended CB 1-LV	2.158	-3.5	30	0.8 x 0.6	-99/-134	-131
Single-ended CB 1 HV	2.158	-2	27	0.8 x 0.6	-99/-134	-131
Single-ended CB 2-LV	2.158	-4	20	1 x 1	-97/-133	-129
Single-ended Colpitts	2.2	-1	21.6	1 x 1	-95/-131	-128
Colpitts Différentiel	2.2	-4	21.6	1 x 1.6	-102/-137	-137
Colpitts Différentiel H 2	4.4	-10	21.6	1 x 1.6	-96/-132	-132
Double Colpitts Différentiel	2.16	-0.5	34		-110/-143	-143

Tableau 2.12 : Résumé des résultats des simulations des différentes topologies oscillateurs étudiés.

. Ref./année	Type & Techno	F _{osc} (GHz)	P _{out} (dBm)	P _{diss} (mW)	Phase noise (dBc/Hz) @100KHz	FOM (dBc/Hz)
[32] / 2007	Single-ended Colpitts BiCMOS	2,14	n/a	12	-124	-199
[33] / 2005	Single-ended Pierce CMOS	1,9	-15	4,05	-120	-216
[34] / 2006	Single-ended Novel Bulter BiCMOS	2,1	-2,5	57,6	-124	-193
[35] / 2003	Single-ended Collecteur- Commun Bipolar	2,0	10	115,5	-135	-200
[36] / 2006	Single-ended Bulter BiCMOS	2	n/a	4.05	-120	-200,5
[37] / 2008	Différentiel CMOS	2.1	-10	0.6	-123	-212
[38] / 2009	Différentiel CMOS	2	n/a	0.9	-128	-214
[39] / 2005	Single-ended Base-Commune n/a	5	n/a	n/a	-120 @ 1 MHz	n/a
[40] / 2006	Différentiel BiCMOS	5,46	-10	4,05	-124 ,5	-212 ,6
This Work (réalisé)	Single-ended Base-Commune BiCMOS (CB1 avec LV)	2,1	-5	25	-130	-202
This Work (réalisé)	Single-ended Base-Commune BiCMOS CB1 avec HV	2,1	-3,5	23,8	-130	-202,7
This Work (réalisé)	Single-ended Base-Commune BiCMOS CB2 avec LV	2,1	-4,3	20	-129	-202
This Work (realize Leti)	Single-ended Colpitts BiCMOS	2,1	-3.6	21.6	-127	-200
This Work (realize, Leti)	Différentiel BiCMOS	2,1	-6.3	21.6	-136,5	-209,6
This Work (realize, Leti)	Différentiel BiCMOS	4,2	-12.8	21.6	-132	-211
This Work (Simulé)	Double Différentiel BiCMOS	2,1	-0,5	34	-143	-214

Tableau 2 .13 : Etat de l'art des oscillateurs à faible bruit de phase a résonateur BAW.

12. Bibliographie

- [1]. F. SVELTO et al. "A 1.3 GHz Low Phase Noise Fully Tunable CMOS LV VCO." IEEE Journal on Solid State Circuit, vol. 35 (3), pp.356-361, 2000.
- [2]. KUROKAWA. K "Injection locking of microwave solid state oscillator circuits," Proceeding of IEEE, vol 61 (10), pp 1386-1410, oct. 1973.
- [3]. R.Ruby and P. Merchant, "Micromachined thin film bulk acoustic resonators", in Frequency Control Symposium", 48th, Proceedings of the 1994 IEEE International pp135-138, 1994.
- [4]. K.M. Lakin, G; Kline, and K. Mc Carron, "High Q microwave acoustic resonators and filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41 (12), pp. 2139-2146, 1993.
- [5]. G. Yonn et J. D. Park,"Fabrication of ZnO-based film bulk acoustic resonator devices using W/SiO₂ multilayer reflector" Electronics Letters, vol 36, Issue 16,pp. 1435-1437, August 2000.
- [6]. Z. Ouarch, F. Arlot, M. Borgarino, M. Prigent, L. Bary, and M. Camiade, "Low phase noise integrated monolithic VCO in X-band based on HBT technology," IEEE MTT-S Dig., pp. 1415–1418, 2001.
- [7]. D.-H. Baek, J.-G. Kim, and S. Hong, "A Ku band InGaP/GaAs HBT MMIC VCO with a balanced and a differential topologies," IEEE MTT-S Dig., pp. 847–850, 2002.
- [8]. H. Do-Ky, M. Stubbs, T. Laneve, C. Glaser, and D. Drolet, "Ka-band MMIC voltage controlled oscillators," Asia Pacific Microwave Conf. Dig., pp. 545–548, 1997.
- [9]. H. Wang et al., "A 62-GHz monolithic inp-based HBT VCO," IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 5 (11), pp. 388–390, Nov. 1995.
- [10]. M. Bao, Y. Li, and H. Jacobsson, "A21.5/43 GHz dual-frequency Colpitt VCO in SiGe technology," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 8(8), pp. 1352–1355, Aug. 2004.

- [11]. A. Kurdoghlian, M. Sokolich, M. Case, M. Micovic, S. Thomas III, and C. H. Fields, "30 GHz low phase noise CPW monolithic VCOs implemented in manufacturable AlInAs/InGaAs HBT IC technology," in *IEEE GaAs Symp. Dig.*, pp. 99–102, 1999.
- [12]. C. R. C. De Ranter and M. S. J. Steyaert, "A 0.25 mm CMOS 17 GHz VCO," *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers*, pp. 370–372, 2001.
- [13]. O. Sevimli, J. W. Archer, and G. J. Griffiths, "GaAs HEMT monolithic voltage-controlled oscillators at 20 and 30 GHz incorporating schottkyvaractor frequency tuning," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46 (10), pp. 1572–1576, Oct. 1998.
- [14]. J. Portilla, M. L. de la Fuente, J. P. Pascual, and E. Artal, "Low-noise monolithic Ku-band VCO using pseudomorphic HEMT technology," *IEEE Microw. GuidedWave Lett.*, vol. 7 (11), pp. 388–390, Nov. 1997.
- [15]. C. H. Lee, S. Han, B. Matinpour, and J. Laskar, "GaAs MESFET-based MMIC VCO with low phase noise performance," in *IEEE GaAs Symp. Dig.*, pp. 95–98, 2000.
- [16]. H. Jacobsson, S. Gevorgian, M. Mokhtari, C. Hedenäs, B. Hansson, T. Lewin, H. Berg, W. Rabe, and A. Schüppen, "Low-phase-noise lowpower IC VCOs for 5–8-GHz wireless applications," *IEEE Trans. Microw Theory Tech.*, vol. 48 (12), pp. 2533–2539, Dec. 2000.
- [17]. H. Jacobsson, B. Hansson, H. Berg, and S. Gevorgian, "Very low phase noise fully-integrated coupled VCOs," in *Proc. Radio Frequency Integrate Circuits Symp.*, pp. 467–470, 2002.
- [18]. M. S. Heins, D. W. Barlage, M. T. Fresina, D. A. Ahmari, Q. J. Hartmann, G. E. Stillman, and M. Feng, "Low phase noise ka-band VCOs using InGaP/GaAs HBTs and coplanar waveguide," in *IEEE MTT-S Dig.*, 1997, pp. 255–258;
- [19]. H. Zirath et al., "Development of 60 GHz front end circuits for high data rate communications system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol 39 (10), pp. 1640-1649, Oct. 2004.

- [20]. S. PRUVOST “Etude de faisabilité de circuits pour systèmes de communication en bande millimétrique, en technologie BiCMOS SiGeC 0.13 μm ;” Thèse de doctorat, Université de Lille 1, France, Nov. 2005 pp105-106.
- [21]. S. M. Sze, “Physics of Semiconductor Devices”, 2nd Edition, Wiley, New York, 1981.
- [22]. J.K. Polleux, “Contribution à l’étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si pour les applications opto-microondes”, Thèse de doctorat, CNAM-LSC, Paris, OCT ; France, 2001.
- [23]. B.Ardouin, “Contribution à la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe en température”, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, N0, d’ordre 2786, Jan. 2004.
- [24]. U.L.ROHDE and A.K.PODDAR “Low Cost Signal Source For Multi-Band Multi-Mode Wireless Communication Systems” Microwave Journal, pp54-76, July 2007.
- [25]. G.S HOBSON, Measurement of external of Q factor of microwave oscillators using frequency pulling or frequency locking, IEEE electronics Letter vol 9, pp191-193, 1973.
- [26]. Hassan El Aabbaoui, Jean-Baptiste David, Emeric de Foucauld and Pierre Vincent, Ultra Low Phase Noise 2.1 GHz Colpitts Oscillators using BAW Resonator. IEEE MTT International Microwave Symposium, 2009.
- [27]. Fred L.Walls, Eva S;Ferre-Pikal and Steven R.Jefferts, “Origin of 1/f PM and AM Noise in Bipolar Junction Transistor Amplifiers.” IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 44.(2), March, 1997.
- [28]. José Cruz, “Contribution à la conception de systèmes de radiocommunications : de la modélisation de transistors bipolaires à l’évaluation des performances du système d’émission-réception,” PhD thesis, INSA de Lyon, France, pp.62, 2007.
- [29]. M. Aissi, and al., “A 5 GHz above-IC FBAR low phase noise balanced oscillator,” IEEE RFIC Symp., June 2006.

- [30]. H. Veenstra, and E. van der Heijden, "A 35.2-37.6GHz LCVCO in a 70/100GHz fT/fmax SiGe technology, IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 394-395, 2004.
- [31]. Shrestha, B. Nam-Young Kim, "Double Cross Coupled Colpitts VCO with Low Phase Noise using InGaP/GaAs HBT Technology", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, Honolulu, pp 599-602, 2007.
- [32]. S. Razafimandimby, and al., "A 2GHz 0.25um SIGE BiCMOS Oscillator with Flip Chip Mounted BAW Resonator," IEEE ISSCC, pp.580-623, 2007.
- [33]. Y. H. Chee, A. M. Niknejad, J. Rabaey, "A Sub-100uW 1.9-GHz CMOS Oscillator Using FBAR Resonator," IEEE Radio Frequency integrated Circuits Symposium, pp. 123-126, 2005.
- [34]. Kim B. Ostman, and al., "Novel VCO Architecture Using Series Above-ICFBAR and Parallel LC Resonance," IEEE Journal of Solid-State Circuits, 41(10): 2248-2256, 2006.
- [35]. Khanna, A.P.S. and al., "A 2GHz voltage tunable FBAR oscillator," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol 2, pp. 717-720, 2003.
- [36]. F. Vanhelmont, and P. Philippe, "A 2-GHz Reference Oscillator incorporating a Temperature Compensated BAW Resonator," IEEE Ultrasonics Symposium, pp.333-336, 2006.
- [37]. S.S. Rai and B.P. Otis, "A 600 μ W BAW-Tuned Quadrature VCO Using Source Degenerated Coupling," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol 43(1), pp.300-335, 2008.
- [38]. Guillot, P. and al., "Low-noise high-resolution BAW-based high-frequency oscillator," IEEE Electronics Letters, vol 45 (17), pp. 914-916, 2009.
- [39]. Hao Zhang and al., "5GHz low-phase-noise oscillator based on FBAR with low TCF," IEEE Conference Solid-State Sensors, Actuators, and Microsystems Dig. Tech. Paper, vol 1, pp. 1100-1101, 2005.

- [40]. Aissi, M. and al., "A 5 GHz above-IC FBAR low phase noise balanced oscillator," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, San Francisco, pp 24-28, Juillet 2006.

- [41]. Cyrille TILHAC 'Développement d'architectures de filtres à base de résonateurs à ondes acoustiques de volume et contribution à l'intégration dans une technologie avancée silicium industrielle pour des applications radio-fréquences', Thèse de doctorant.Limoges : Université de Limoges, France, pp 18-41, 2007.

Chapitre III

Nouvelle architecture de la synthèse de fréquence programmable pour la conception d'une micro-horloge atomique au césium

TABLE DES MATIERES DU CHAPITRE III

13. Introduction	128
14. Exemples de topologies de la synthèse de fréquence et le système d'asservissement existant utilisées dans les micro-horloges atomiques.....	128
14.1. Topologie proposée par NIST	128
14.2. Topologie proposée par Symmetricom	132
14.3. Conclusion.....	135
15. Topologies de la synthèse de fréquence proposée	135
15.1. L'architecture de la synthèse de fréquence proposée.....	135
15.2. Conception, réalisation et caractérisation du prototype de la synthèse de fréquence ..	138
15.2.1. Partie «VCO BAW».....	139
15.2.2. Description de la chaîne1 constituant une partie du circuit d'asservissement	143
15.2.3. Description de la chaîne 2 constituant une partie du circuit d'asservissement	146
15.2.4. Caractérisation complète de la synthèse de fréquence proposée.....	153
15.3. Etude de la détection synchrone [18].	155
15.4. Conclusion.....	159
16. Résultat des mesures de la micro-horloge globale.....	160
17. Conclusion	167
18. Bibliographie.....	168

13. Introduction

Pour une application de micro-horloge atomique, l'un de point clé est l'utilisation d'un VCO faible bruit de phase verrouillé sur le signal d'interrogation de la microcellule à césium (par exemple) Nous introduisons ce chapitre par la description de deux architectures de sources stables et leur système d'asservissement, l'une est développée par l'entreprise *Symmetricom* (États-Unis) et l'autre par le laboratoire *NIST* (États-Unis). Afin d'améliorer les dimensions totales ainsi que les performances de la micro-horloge atomique, nous proposons quatre architectures intéressantes pour cette application. Ensuite une architecture originale de synthèse de fréquence applicable à la microcellule à Césium est détaillée. Enfin la conception de cette architecture de synthèse de fréquence est appliquée à une microcellule à Césium. L'analyse des résultats obtenus conclura ce chapitre.

14. Exemples de topologies de la synthèse de fréquence et le système d'asservissement existant utilisées dans les micro-horloges atomiques

14.1. Topologie proposée par NIST

Aux Etats-Unis, depuis 2004, le laboratoire *NIST* a présenté ses résultats dans le domaine de la micro-horloge atomique, ainsi un grand nombre d'articles sont présents dans la littérature [1,2, 3, 4, 5]. La figure 3.1 (a) nous présente le schéma simplifié d'une micro-horloge atomique proposé par *NIST* [1, 2, 3]. La figure 3.1 (b) présente la photographie de la réalisation d'une micro-horloge atomique complète proposée par le *NIST*. Sur cette figure, le bloc en rouge représente l'instrument de mesure, le bloc en bleu est composé du VCESL et de la cellule physique et le bloc en vert représente le VCO, la synthèse de fréquence et le système d'asservissement. Un résonateur céramique coaxial ayant une fréquence de résonance à 3,4 GHz (la moitié de celle de l'atome de Rubidium) et un coefficient de qualité de 210 est utilisé pour réaliser le VCO. Le bruit de phase à 100 Hz et à 10 KHz est respectivement de - 33 dBc/Hz et -92 dBc/Hz pour une consommation de 4,5 mW et une taille de VCO de 7x7 mm².

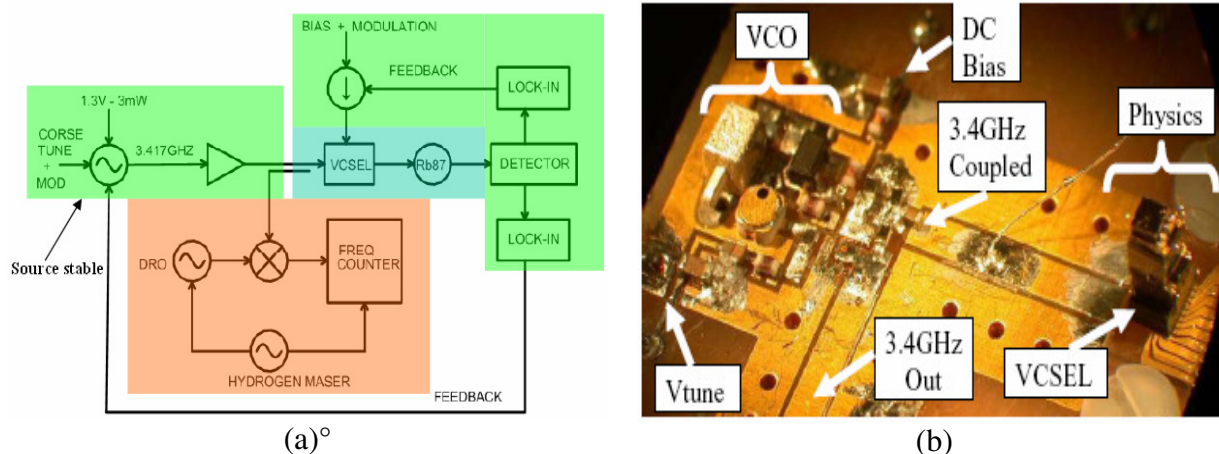


Figure 3.1: Micro-horloge atomique proposée par NIST (a) : Schéma simplifié pour tester le système complet ; (b) : Photographie de la micro-horloge Atomique.

Le schéma du système d'asservissement proposé par le *NIST* (version 1) [4] est détaillé figure 3.2 (a), l'objectif de cet asservissement est de verrouiller la fréquence de l'oscillateur à la fréquence de résonance du résonateur atomique.

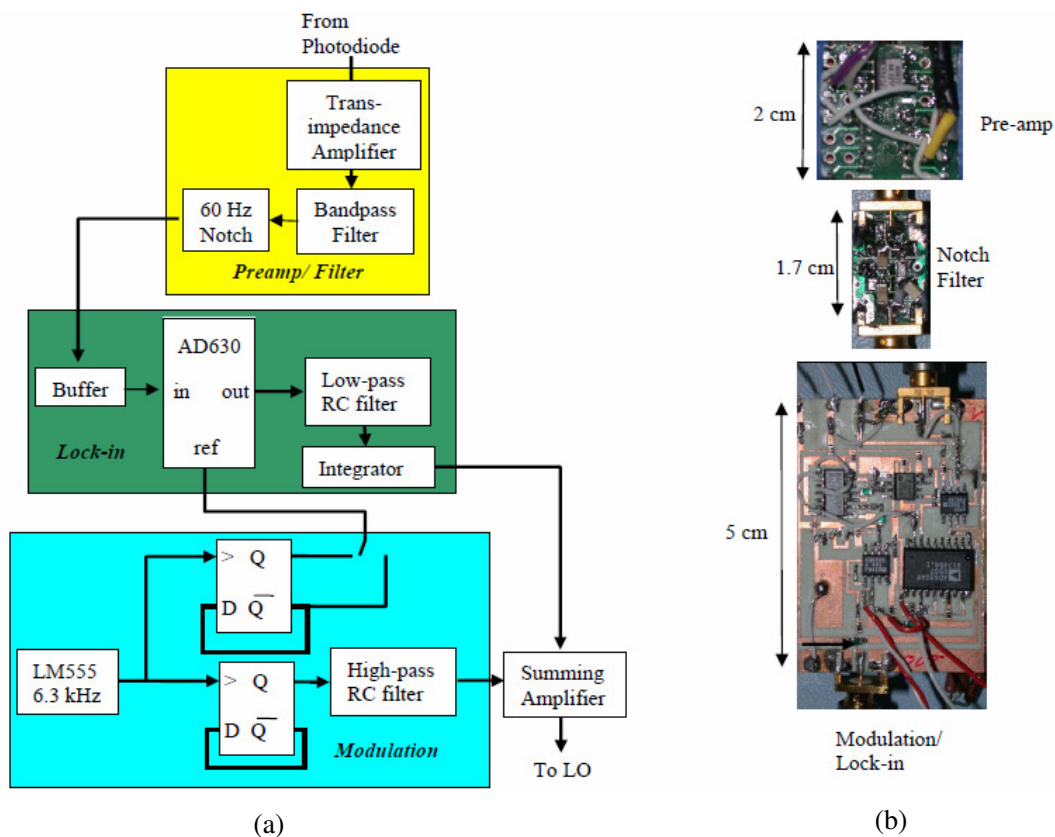


Figure 3.2: Schéma simplifié (a) et Photographie (b) pour le système d'asservissement proposé par NIST (version 1).

Ainsi le signal disponible en sortie du dispositif d'asservissement est constitué d'un signal de correction, qui sera appliqué en entrée du bloc de contrôle de la fréquence du VCO, modulé par un signal carré à 3kHz. Cette modulation permet de mesurer la résonance du résonateur physique avec une détection de type *Lock-in*.

La détection *Lock-in* a deux objectifs :

- a) générer un signal correction à laquelle le VCO pourrait être verrouillé;
- b) éloigner le signal loin de la bande de base, ou un bruit $1/f$ provoque une grande instabilité en fréquence (nous présentons plus en détail cette méthode de la détection dans la section suivante).

Le fonctionnement général de cette partie d'asservissement est le suivant :

Dans un premier temps, le signal photocourant détecté par la photodiode est amplifié avec un amplificateur à transimpédance, puis ce signal est filtré avec un filtre passe-bande centré autour de 3 kHz. Ensuite, le signal filtré est envoyé à l'entrée d'un PSD (Phase-sensitive detector) (AD630).

Dans un même temps, le signal carré, nécessaire pour la modulation à 3 kHz pour le VCO ainsi que pour la référence de la détection *Lock-in*, est généré par le composant LM555 suivi de deux bascules (74AC74), ceci afin de diviser la fréquence par deux mais aussi d'obtenir un déphasage de 180 degrés pour la référence de la détection *Lock-in*. Après avoir éliminé sa composante continue à l'aide d'un filtre passe-haut, ce signal carré ainsi que le signal issu du PSD sont envoyés sur un amplificateur additionneur (OP284).

Ainsi, le signal de sortie sera appliqué sur le VCO afin de le verrouiller à la fréquence de résonance du résonateur atomique.

La figure 3.3 (a) présente la dernière version de la micro-horloge atomique proposée par le *NIST* [5]. Elle est composée de trois parties : la micro-cellule physique (PHYSICS PACKAGE), la synthèse de fréquence (RF PACKAGE) et le système d'asservissement (ELECTRONIC PACKAGE). Nous constatons que la synthèse de fréquence est une PLL classique composée d'un VCO à 3,4 GHz (la même utilisé sur la figure 3,1), d'un diviseur de fréquence et d'un TCXO à 10 MHz qui fixe principalement la stabilité et le bruit de phase de la synthèse de fréquence. Le système d'asservissement permet d'intégrer toutes les fonctions de la première version du système d'asservissement illustrées sur la figure 3.2, ainsi que le contrôle de la température de la micro-cellule et celle du laser (VCSEL) par un micro-

processeur. La photographie de cette dernière version du système d'asservissement est présente sur la figure 3.3 (b).

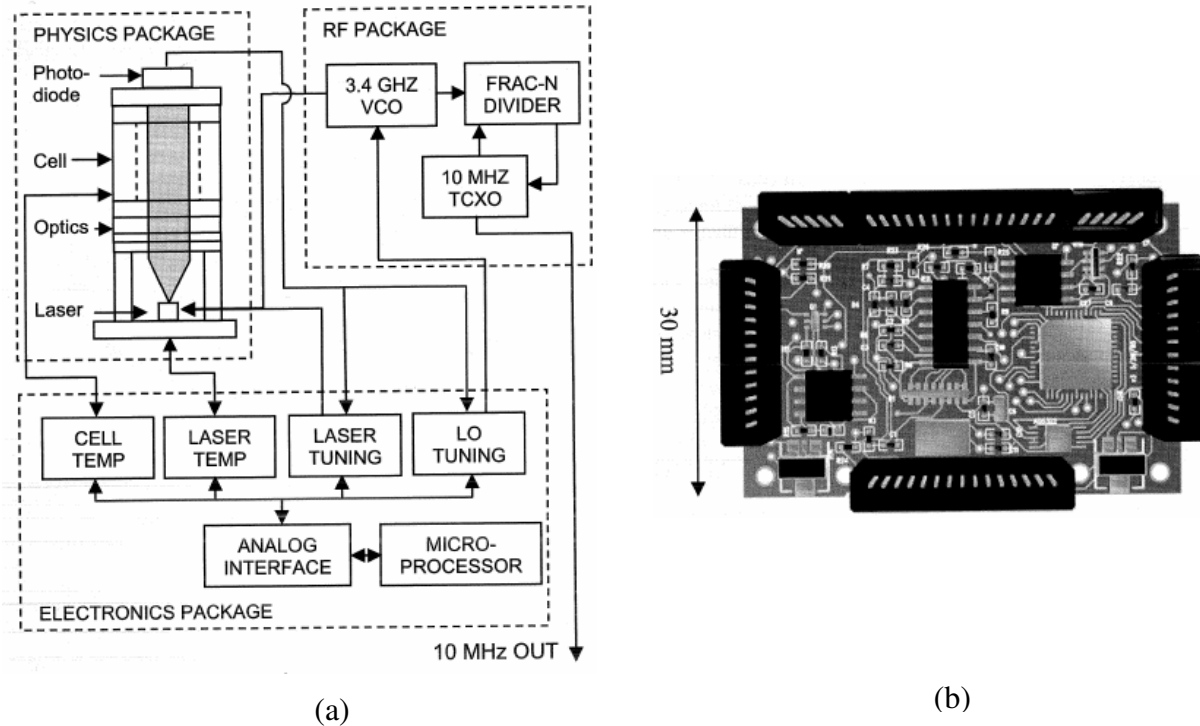


Figure 3.3 : Dernière version de la micro-horloge atomique proposée par NIST (a): Schéma simplifié de la micro-horloge atomique; (b): Photographie de la carte du système d'asservissement.

La Figure 3.4 présente l'avancement de la micro-horloge atomique chez NIST [16]. Une comparaison entre trois conditions est effectuée. Sur la Figure 3.4 (a), la courbe noire présente le bruit de phase en sortie de la micro-horloge atomique quand l'oscillateur est verrouillé avec la méthode de *Lock-in détection*. En même temps, cette synthèse de fréquence possède une stabilité de 4×10^{-8} à une seconde (Figure 3.4(b) courbe rouge) et une stabilité de 5×10^{-10} à une seconde est obtenue quand l'oscillateur est verrouillé avec la méthode de *Lock-in détection* (Figure 3.4 b) courbe noir). Enfin, avec une nouvelle méthode de l'optique ('*4-Wave Mixing*' deux VCSELs sont utilisées) [17] pour générer le signal CPT (Coherent Population Trapping) qui permet d'améliorer le contraste du signal détecté par le photodiode jusqu'à presque 100% (c'est-à-dire il permet d'encore améliorer la stabilité de l'horloge [17]). NIST a développé une nouvelle méthode de la détection (*Self-Injection Locking*) sans modulation d'oscillateur, en bref, la fréquence de l'oscillateur va être verrouillée directement sur le signal

provenant de la photodiode. Avec cette nouvelle méthode de détection, la performance finale est améliorée encore de 10 dB à 1 Hz au niveau de bruit de phase et 5 fois à une seconde au niveau de stabilité comparée à la méthode *Lock-in détection*.

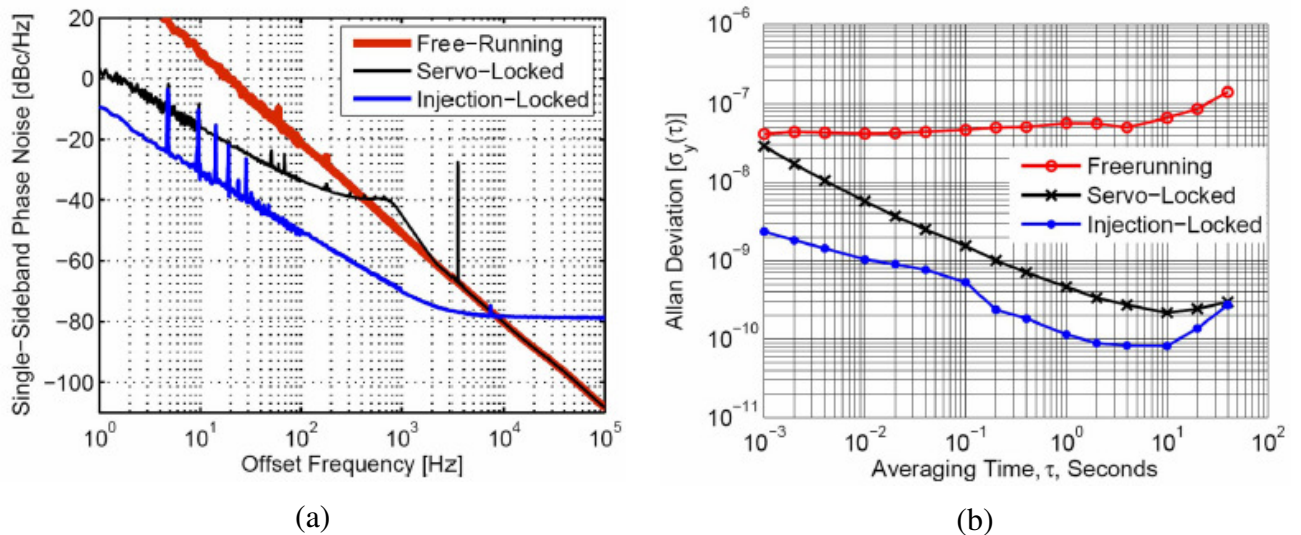
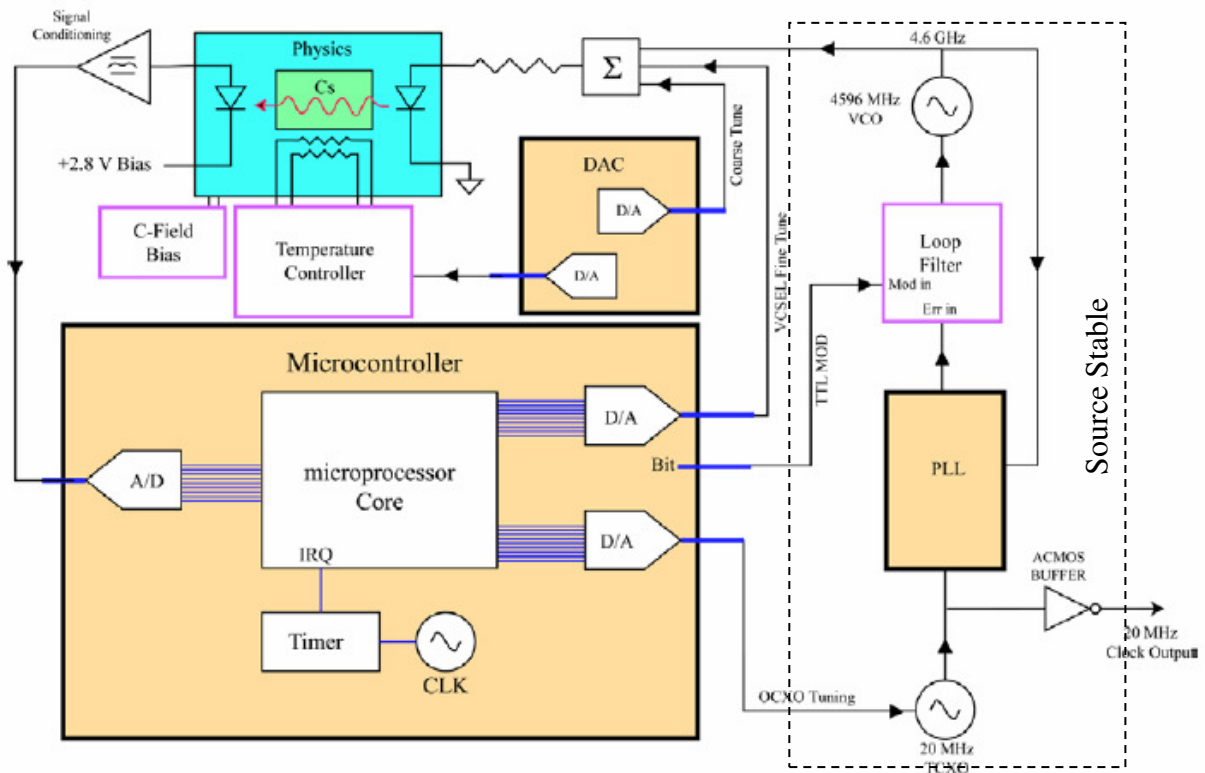


Figure 3.4: Performance en sortie de la micro-horloge atomique proposée par NIST (a) : Comparaison du bruit de phase et (b) : Comparaison de l'instabilité de la fréquence entre différentes conditions : Condition oscillateur libre (courbe rouge) ; Condition oscillateur verrouillé avec la méthode *Lock-in détection* (courbe noir) ; Condition oscillateur verrouillé avec la méthode *Injection--verrouillé* (courbe bleu).

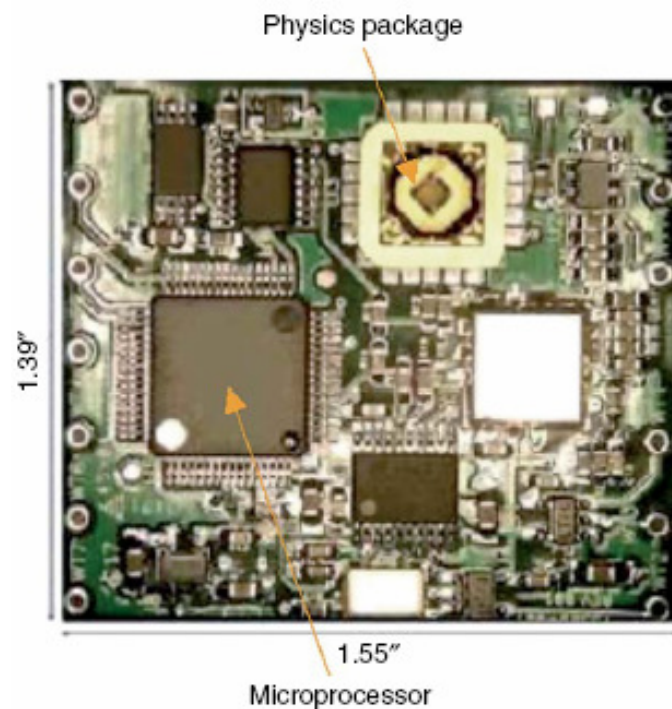
14.2. Topologie proposée par Symmetricom

La topologie de la micro-horloge atomique proposée par *Symmetricom* est présentée figure 3.5 Le schéma simplifié de la synthèse de fréquence est composé principalement d'un VCO à 4,6 GHz [10] avec un résonateur LC, d'un TCXO à 20 MHz, et d'une PLL intégrée. Un signal modulé par un microprocesseur (MSP430 chez Texas Instrument qui comprend des convertisseurs analogiques/numérique (ADC) et numérique/analogique (DAC) à grande vitesse) est envoyé directement sur le filtre de la boucle afin de verrouiller le VCO à la fréquence de résonance de la micro-cellule. La stabilité de la synthèse de fréquence dépend uniquement du TCXO.

Afin de minimiser le nombre de composants, donc de minimiser la consommation et la taille totale de la micro-horloge, la plupart des fonctions analogiques d'une horloge atomique



(a)



(b)

Figure 3.5 Micro-horloge atomique proposée par Symmetricom (a) : Schéma simplifié de la micro-horloge atomique; (b) : Photographie de la micro-horloge atomique.

classique sont mises en œuvre par les algorithmes dans des micrologiciels implantés dans le microprocesseur, ce qui permet de stabiliser simultanément la température de la micro-cellule

et celle du laser (VCSEL), le courant du laser (VCSEL), la puissance de l'électronique et la fréquence de l'horloge. Le courant d'entrée du VCSEL est la somme de trois signaux: le signal à 4,6 GHz de la synthèse de fréquence, le signal modulé en fréquence correspondant à la correction de la boucle d'asservissement (issu du microprocesseur) et le signal issu du contrôle de température du VCSEL.

Le signal optique en sortie d'un photodétecteur est amplifié par un amplificateur opérationnel dont le gain est optimisé pour exploiter pleinement la résolution des convertisseurs. Ensuite, le signal est numérisé par le microprocesseur et les signaux d'erreur sont démodulés et isolés par des filtres numériques (mis en œuvre dans le micrologiciel). Les signaux de corrections pour le laser et le signal RF sont intégrés dans le micrologiciel et appliqués aux deux DAC qui contrôlent la polarisation en courant continu du laser et le réglage de TCXO [6, 7, 8, 9].

Cette synthèse de fréquence a permis de réaliser une micro-horloge atomique montrant des performances très intéressantes, comme nous l'avons déjà mentionné dans le premier chapitre (stabilité 1×10^{-10} à une seconde avec une consommation totale de 125 mW).

Cependant, dans cette topologie, la stabilité de la synthèse de fréquence est obtenue par un TCXO qui ne peut pas être intégré avec les autres circuits, ce qui implique une plus grande en taille et une consommation supplémentaire.

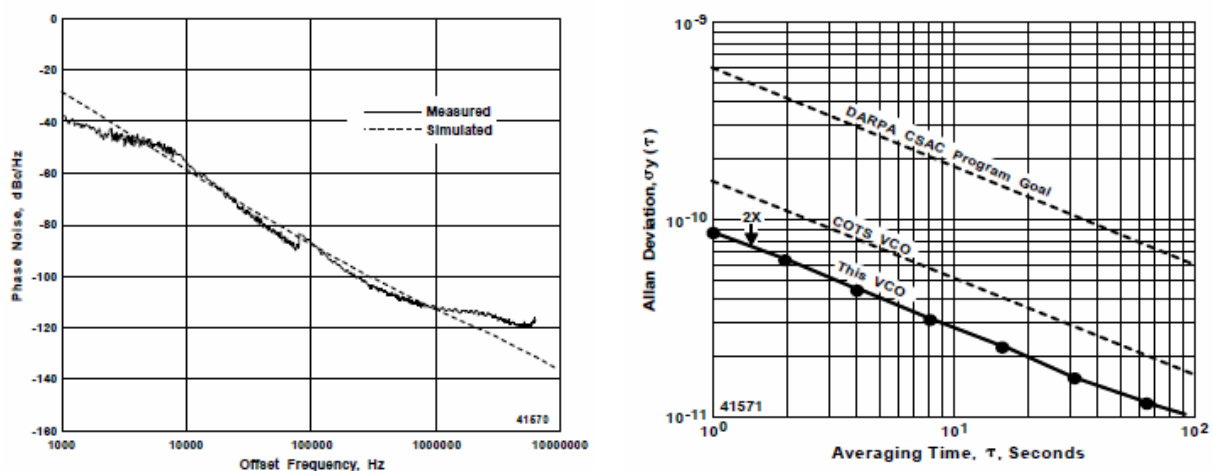


Figure 3.6 (a): Bruit de phase d'un nouveau VCO proposée par Symmetricom ; (b) : Comparaison de l'instabilité de la fréquence en sortie de micro-horloge atomique entre ancien VCO et nouveau VCO.

La figure 3.6 présente la performance de la dernière version de la micro-horloge atomique

proposée par Symmetricom en 2010. Un nouveau VCO à base de technologie CMOS [11] (nous présenterons dans la section 15.2.1) permet d'obtenir la stabilité de la micro-horloge atomique jusqu'à 9×10^{-11} à 1 s, mais la performance de la synthèse fréquence avec un TCXO n'est pas détaillée.

14.3. Conclusion

Deux topologies de micro-horloge atomique possédant de très bons résultats ont été présentées, elles utilisent quasiment le même principe pour réaliser le système. La topologie développée par l'entreprise *Symmetricom* utilise un peu plus de composants et des algorithmes à la place des fonctions analogiques, en comparaison avec la topologie du *NIST*. Nous constatons qu'un des points communs entre deux topologies de la synthèse de fréquence est l'utilisation d'un TCXO pour obtenir une bonne performance en stabilité et en bruit de phase. Cependant, le TCXO ne peut ni être intégré sur silicium ni aux autres parties de la synthèse de fréquence, ce qui va augmenter les dimensions ainsi que la consommation du système totale. Pour pallier à cette contrainte, une architecture de synthèse de fréquence stabilisée directement à l'aide d'un VCO BAW est présentée et détaillée dans la section suivante.

15. Topologies de la synthèse de fréquence proposée

15.1. L'architecture de la synthèse de fréquence proposée

Nous avons étudié plusieurs architectures de synthèse de fréquence destinées à générer le signal d'interrogation à 4.6 GHz qui module la VCSEL. La solution que nous avons choisie n'utilise pas d'oscillateur à quartz de référence comme celles du NIST et de Symmetricom.

Les architectures de synthèse de fréquence peuvent être regroupées en deux catégories:

- La première catégorie, basée sur l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase utilisant un oscillateur à quartz comme source de référence. Cette solution n'a pas été retenue pour des raisons de miniaturisation. De plus, les performances en bruit de phase de la synthèse de fréquence nécessite un oscillateur à quartz thermostaté de très bonne qualité comme source de référence dont les dimensions sont importantes par rapport à l'objectif du projet.

- La seconde catégorie, basée sur l'utilisation de circuits DDS (Direct Digital synthesis). Nous avons choisi d'étudier ce type d'architecture qui permet d'obtenir des solutions intégrables en technologie MMIC ne nécessitant pas de source de référence à quartz et sont donc miniaturisables. Ce type d'architecture (architectures avec DDS) permet d'alléger les contraintes supportées par l'oscillateur (ou VCO), par rapport aux autres topologies sans DDS, en reportant sur la DDS les commandes de contre réaction de boucle qui possède une « large plage » d'accordabilité fréquentielle permettant de rattraper aisément les dérives du signal d'interrogation sans diminuer les performances en bruit de phase du VCO.

Les travaux de début de ce chapitre ont consisté à sélectionner la meilleure architecture pour générer le signal à 4.6 GHz avec des performances compatibles avec le cahier des charges détaillé dans le premier chapitre.

Quatre architectures de source de fréquences sont envisageables:

- Utilisation d'un oscillateur à 2,3 GHz (figure 3.7. (a)) : Le réglage d'erreur fin et gros sera effectué via une DDS. Le signal issu de la DDS sera ensuite injecté sur un mélangeur pour ajuster la fréquence du signal d'interrogation. La transposition de fréquence de 2,3 GHz à 4,6 GHz sera effectuée via un mélangeur harmonique.
- Utilisation d'un oscillateur oscillant directement à 4,6 GHz (figure 3.7. (b)) : Le principe reste le même que celui présenté figure 3.7. (a) sauf que le signal issu de l'oscillateur est directement généré à 4,6 GHz et ne nécessite pas de mélangeur harmonique.

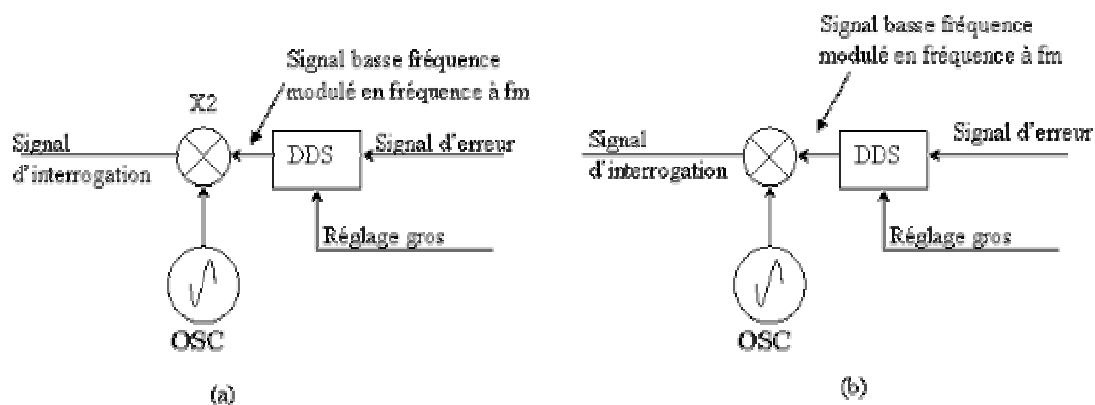


Figure 3.7 Schéma de la synthèse de fréquence utilisant un oscillateur où les signaux de commande sont appliqués à la DDS

Ces deux premières architectures nécessitent l'utilisation d'un convertisseur CAN possédant un nombre de bits effectifs important (≥ 29 bits) pour réaliser le réglage fin. En effet le signal d'erreur appliqué à la DDS doit être numérique. Pour obtenir une stabilité de 1×10^{-11} Hz/s à la fréquence de résonance atomique du césium à 9.2GHz, nous devons donc obtenir une précision de fréquence supérieure à 0.092 Hz. Dans ce cas il faut une DDS de fréquence d'horloge ≥ 200 MHz avec un accumulateur d'au moins 32 bits. Ce qui nous oblige à utiliser un CAN de 32 bits. Ces circuits sont complexes et présentent une consommation importante. C'est pourquoi nous n'avons pas retenu cette solution.

Nous présentons figure 3,8 deux autres architectures avec DDS pour lesquelles le signal d'erreur "fin" de la boucle de contre réaction se situe au niveau du VCO. Le réglage "gros" s'effectue grâce à la DDS. Dans ce cas le fonctionnement des architectures est similaire au précédent. Sauf qu'on utilise un VCO au lieu d'un oscillateur local. Ce qui nécessite pas de DDS performante.

Ces architectures présentent un bon compromis performances en bruit de phase et consommation de puissance.

Pour satisfaire les caractéristiques de stabilité à court terme de l'horloge le niveau du bruit de phase de la synthèse de fréquence doit être inférieur à -83 dBc/Hz à 2 kHz de la porteuse

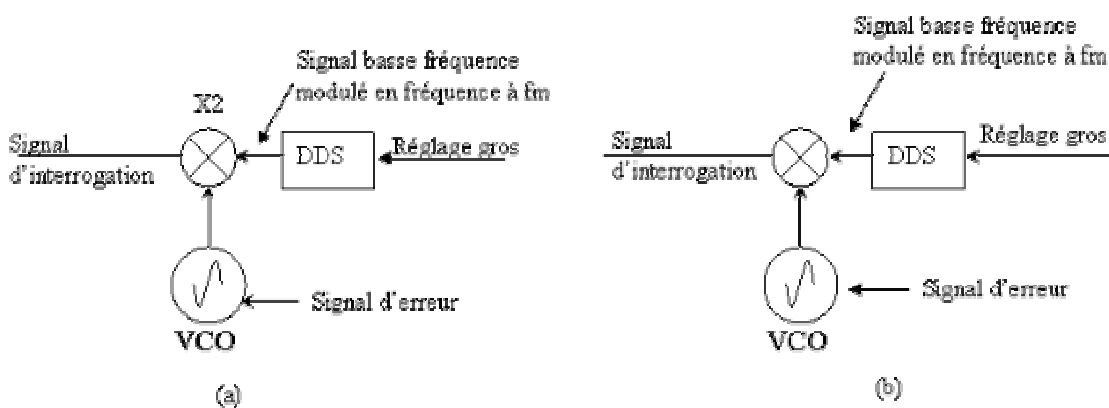


Figure 3.8 : Schéma de la synthèse de fréquence avec DDS

15.2. Conception, réalisation et caractérisation du prototype de la synthèse de fréquence

Nous présentons figure 3.9 le schéma de principe du prototype de synthèse de fréquence réalisé. Pour ce prototype nous n'avons pas essayé de miniaturiser au maximum les différentes fonctions. L'objectif principal étant de valider les performances électroniques de cette fonction. Ce prototype peut-être divisé en trois grandes parties:

- Une première partie constituée du VCO-BAW
- Une seconde partie appelée "chaîne 1" qui travaille aux fréquences supérieures au GHz
- Une troisième partie appelée "chaîne 2" qui constitue la partie numérique de cette synthèse de fréquence.

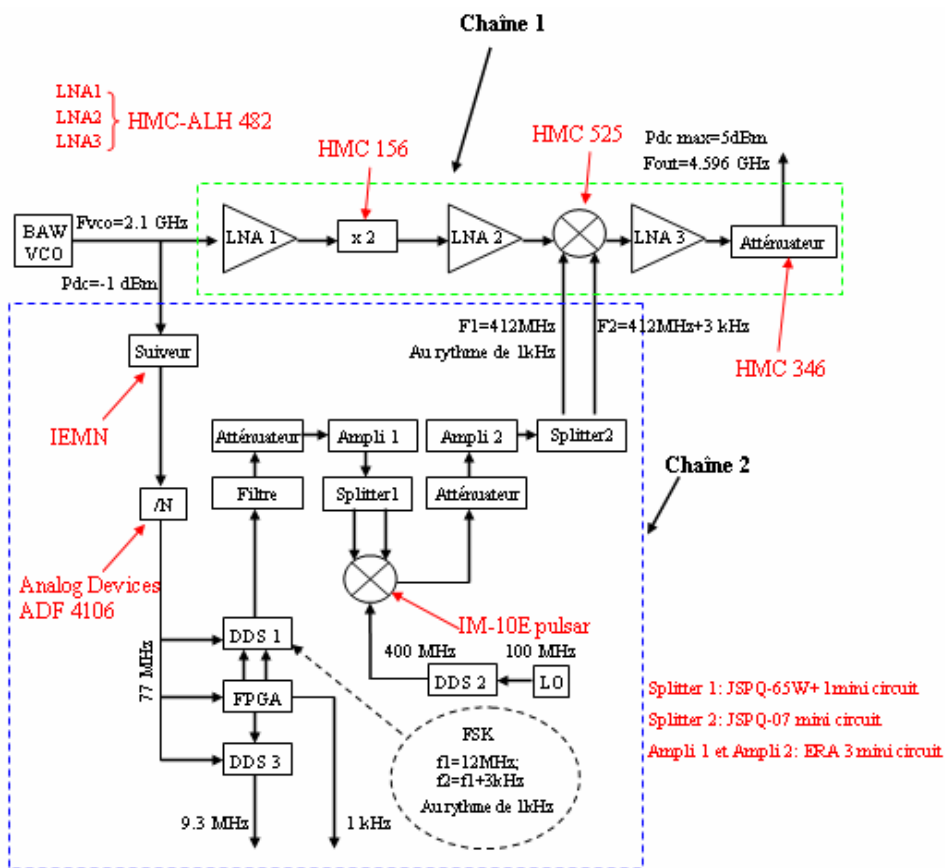


Figure 3.9 : Schéma de principe simplifié du prototype de synthèse de fréquence

15.2.1. Partie «VCO BAW»

Dans l'architecture de synthèse de fréquence choisie, la variation fine de fréquence au niveau du VCO est de quelque kilo Hertz, ce qui permet d'utiliser la variation de fréquence en fonction de l'alimentation de l'oscillateur pour réaliser un VCO sans trop détériorer le bruit de phase de ce dernier à condition que le circuit d'alimentation soit étudié pour minimiser son bruit (comme illustré chapitre 2 section 10.1.5).

L'oscillateur à topologie base commune sans miroir de courant (*CB2 avec un transistor LV*) permet d'ajuster la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'alimentation assez facilement. Nous présentons figure 3.10 le schéma de principe du circuit d'alimentation variable appliqué à l'oscillateur BAW étudié précédemment. (cf chapitre 2)

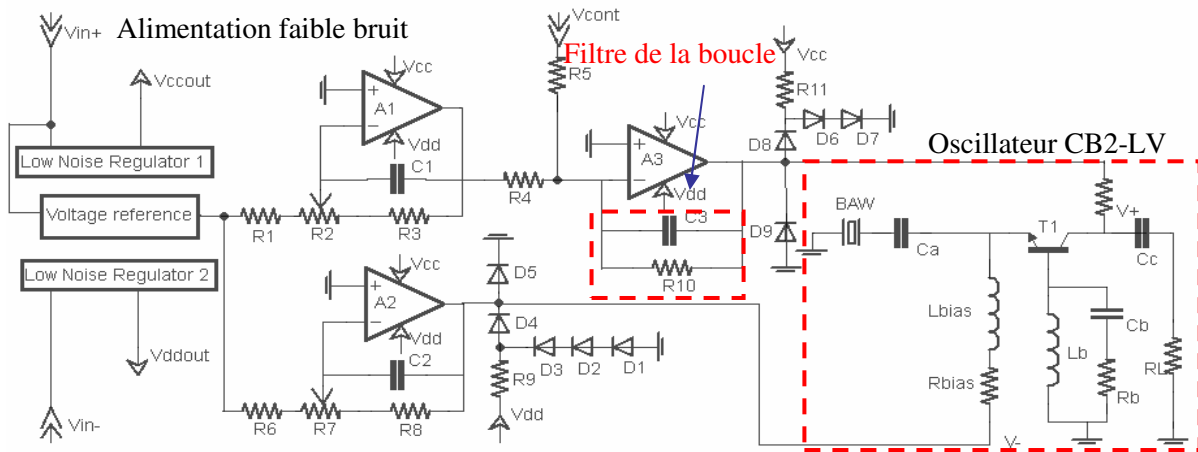


Figure 3.10 Schéma simplifié alimentation du VCO BAW

Afin de réduire le bruit de l'alimentation, une partie supplémentaire (*Low noise regulator*) est ajoutée. Elle est composée de composants commerciaux (figure 3.10). Sur cette figure, toutes les tensions V_{cc} et V_{dd} sont reliés respectivement à la sortie V_{ccout} du premier régulateur faible bruit (*Low Noise Regulator 1*) et la sortie V_{ddout} du deuxième régulateur faible bruit (*Low Noise Regulator 2*). De cette façon, le bruit de l'alimentation pour les trois amplificateurs opérationnels ($A1$, $A2$, $A3$) est inférieur à $30 \mu V_{RMS}$ (entre 10 Hz et 100 kHz) selon le datasheet du régulateur faible bruit. De plus, une tension de référence ayant une stabilité de $3ppm/^{\circ}C$ est utilisée dans cette application. L'alimentation de l'oscillateur est fixée à $0,9 V$ ($V+$) et $-1.7 V$ ($V-$) pour obtenir les meilleures performances en termes de bruit de phase (comme présenté dans la section 10.1.7.b). Pour effectuer une variation de fréquence à faible excursion qui permet de conduire à une bonne performance au niveau de

bruit de phase, la tension de commande (V_{cont}) est appliquée à une résistance (R_5) de forte valeur ($5\text{ k}\Omega$), connectée à l'entrée d'un étage amplificateur opérationnel (A3) (figure 3.10)

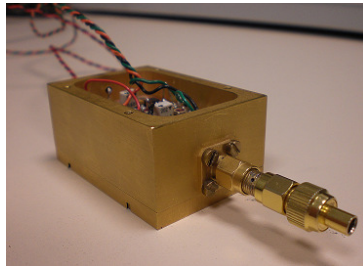


Figure 3.11 : Photographie du VCO BAW

Le VCO BAW réalisé est placé dans un boîtier métallique, afin de le blinder du bruit extérieur. (Figure 3.11)

Nous présentons figure 3.12 la variation de fréquence et de puissance de sortie en fonction de la tension de contrôle (V_{cont}) appliquée à l'alimentation. Nous pouvons constater une variation quasi linéaire de la fréquence d'environ 260 KHz pour une variation de tension de commande de 1V. La puissance de sortie varie de 1 dB sur toute la plage de variation.

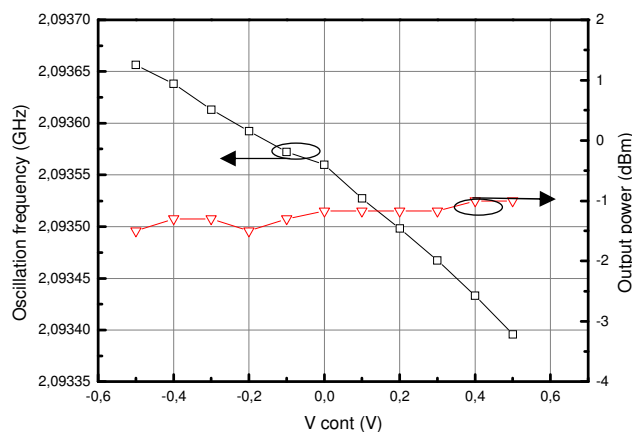


Figure 3.12 : Evolution de la fréquence de sortie (en noir) et de la puissance de sortie (en rouge) du VCO en fonction de la tension de commande appliquée au circuit d'alimentation

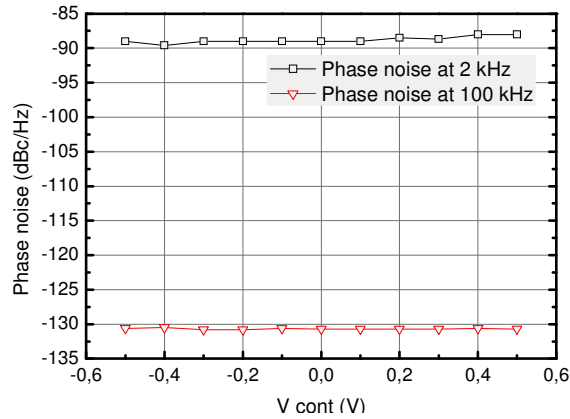


Figure 3.13: Evolution du niveau de bruit de phase du VCO à 2KHz et 100 KHz de la fréquence porteuse en fonction de la tension de commande.

Nous illustrons figure3.13 la variation du bruit de phase du VCO à 2KHz et 100KHz de la fréquence porteuse en fonction de la tension de commande. Nous pouvons constater que le niveau du bruit de phase reste très sensiblement constant quelle que soit la tension de commande.

Nous présentons Figure3.14 la densité spectrale du bruit de phase du VCO. D'après les résultats de mesures effectuées sur l'oscillateur simple, nous avons pu constater que cette densité spectrale n'a pas été détériorée par l'ajout du circuit de commande de polarisation permettant la variation de fréquence en fonction d'une tension de commande. De plus le VCO BAW possède un bruit de plancher de -160 dBc/Hz et un bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de -131 dBc/Hz. On peut constater une augmentation de 3 dB sur les performances

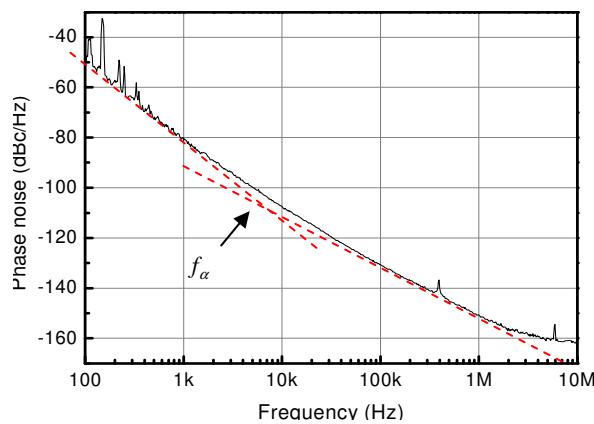


Figure 3.14: Densité spectrale du bruit de phase du VCO ($V_+=0,9$ V et $V_-=-1,7$ V).

en bruit de phase par rapport au même oscillateur utilisant une alimentation de laboratoire. Ce qui confirme que cette topologie est sensible aux bruits provenant d'alimentations.

Les performances au niveau de bruit de phase de ce VCO sont conformes aux cahiers des charges.

Le tableau 3.1 présente la comparaison de nos résultats obtenus avec les résultats de la littérature concernant les oscillateurs VCO réalisés pour une application de la micro horloge atomique. Le NIST a réalisé une synthèse de fréquence avec un VCO à base d'un résonateur coaxial céramique [2]. Ils ont choisi la méthode hybride pour connecter le résonateur avec la partie active. Mais dans ce cas la surface totale du VCO est plus grande. Ensuite, deux

Ref /année	F ₀ (GHz)	Résonateur appliqué/ Facteur de qualité du résonateur	Tuning rang	Topologie oscillateur	Taille Chip	Phase noise (dBc/Hz)	Consummation DC core oscillateur (mW)
[3]/2006	3,4	Coaxial céramique/ Q=210 @ 3.4 GHz	3 MHz/V	Emetteur-Commun	< 0,5 cm ²	-55 @ 300 Hz	2-3
[11]/2006	4,6	FBAR/ Q=530 @ 4.6 GHz	2 MHz/V	Colpitts	N.A	-53 @ 300 Hz	7.6
[12]/2009	3,6	HBAR ¹ / Q=19000 @ 3.6 GHz	0	Pierce	N.A	-67 @ 300 Hz	3,2
[10]/2010	4,6	LC/ Q=28 (inductance)	160 MHz/V	Différentia 1	16* mm ²	-112 @ 1 MHz	8,3
This work	2,1	SMR/ Q=1000 @ 2.1 GHz	260 kHz/ V	Base-Commune	2 mm²	-64 @ 300 Hz	18.2

Tableau 3,1: Comparaison de VCO pour l'application de la micro horloge atomique

¹ : HBAR : high-overtone bulk acoustic resonators

*: La taille comprend l'atténuateur actif

BAW ayant un facteur de qualité élevé ont été développés [11, 12], ces résonateurs présentent l'avantage de pouvoir être intégré dans des filières silicium CMOS ou BiCMOS aussi avec un très bon résultat de bruit de phase, par contre la plage de variation en fréquence est assez petite. La référence [12] présente le meilleur résultat de bruit de phase, cependant il s'agit d'un oscillateur local. Le matériau utilisé pour réaliser le résonateur HBAR (*High-overtone*

Bulk Acoustic Resonator) est le Saphir. Dans [10], un VCO avec un résonateur LC a été développé avec la topologie de la synthèse de fréquence de Symmetricom présenté dans la partie précédente. L'avantage de ce VCO est sa grande plage de variation et l'intégration complète avec les autres circuits MMIC qui permet de limiter la taille.

Finalement, nous pouvons remarquer que les performances de VCO que nous avons développé sont très prometteuses vis-à-vis des autres VCO.

15.2.2. Description de la chaîne1 constituant une partie du circuit d'asservissement

La partie "chaîne 1" (Figure3.9) est réalisée à partir de circuits en puce nue. Nous présentons figure 3.15 une photographie de cette partie qui réalise:

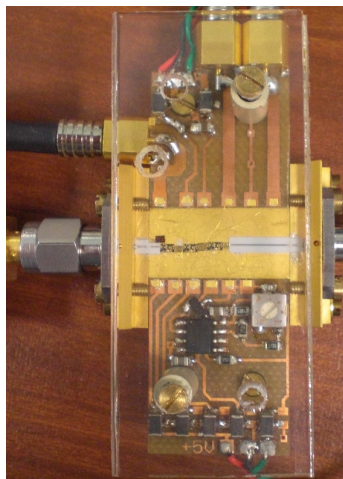


Figure3.15: photographie de la partie "chaîne1".

- Une multiplication de fréquence par deux du signal de l'oscillateur BAW présenté ci dessus, par l'intermédiaire d'un circuit du commerce (HMC156),
- Une transposition de fréquence et une amplification pour obtenir un signal à 4.596 GHz, dont le niveau est variable par l'intermédiaire d'un atténuateur variable (HMC 346). Ce signal est compatible avec les niveaux de puissance nécessaire pour moduler la diode VCSEL de chez ULM Photonics mise en boîtier à l'IEMN.
- Une partie du signal de l'oscillateur est prélevée pour réaliser la fréquence d'horloge de synchronisation des deux DDS1, DDS3 et du FPGA.

Le signal de sortie est mélangé avec un signal autour de 400MHz. Ce signal de 400 MHz permet de compensé le décalage de fréquence provenant de la fréquence de résonance du résonateur BAW. Ce signal est modulé en fréquence par un signal d'environ 3 kHz (fréquence variable) au rythme de 1KHz (rythme pouvant être affiné suivant la qualité de la microcellule atomique). Cette modulation est nécessaire pour excursionner la réponse fréquentielle de la microcellule.

Afin d'optimiser la performance du bruit de phase et la puissance sortie finale de la "chaîne1", chaque composant a été caractérisé finement.

Nous avons dans un premier temps caractérisé le doubleur (*HMC 156*) afin de connaître les niveaux d'entrées nécessaires au bon fonctionnement de ce circuit, la perte de conversion est mesurée en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence F_0 de 2,09 GHz (figure 3.16). Nous constatons que la puissance d'entrée doit être supérieure à 15 dBm pour pouvoir obtenir des pertes de conversion à $2F_0$ insensible au niveau de puissance d'entrée, cependant la puissance de sortie du VCO BAW est trop faible (-1 dBm). Dans ce cas, un premier amplificateur (*LNA 1*) ayant un gain de 16 dB est ajouté entre le VCO-BAW et le doubleur.

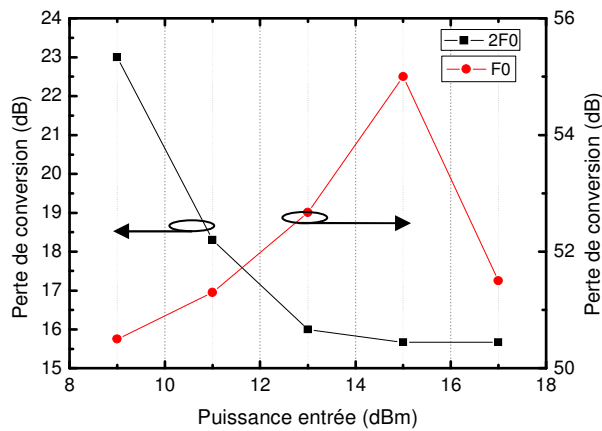


Figure 3.16 : Les pertes de conversion de doubleur (*HMC 156*) en fonction de la variation de la puissance d'entrée (variant de 9 dBm à 17 dBm).

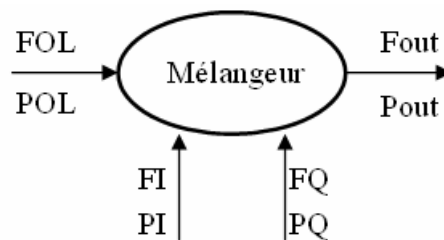


Figure 3.17 : Configuration de test du mélangeur.

Le mélangeur à réjection d'image (*HMC 525*) est caractérisé avec la configuration présentée sur la Figure 3.17 où la fréquence F_{OL} est de 4,2 GHz et F_I et F_Q sont de 412 MHz (le déphasage entre F_I et F_Q est égale à 90°) afin d'obtenir les meilleures performances de réjection d'image et de pertes de conversion.

A titre d'exemple nous présentons Figure 3.18 (a) les pertes de conversion du mélangeur en fonction du niveau de l'oscillateur local avec une puissance P_{IQ} fixée à -4 dBm et Figure 3.18 (b) présente la puissance de sortie du mélangeur en fonction de la puissance P_{IQ} avec une puissance P_{OL} fixée à 16 dBm. La fréquence de l'oscillateur local F_{OL} est égale à 4,2 GHz et les signaux d'entrées sont à la fréquence de 400 MHz.

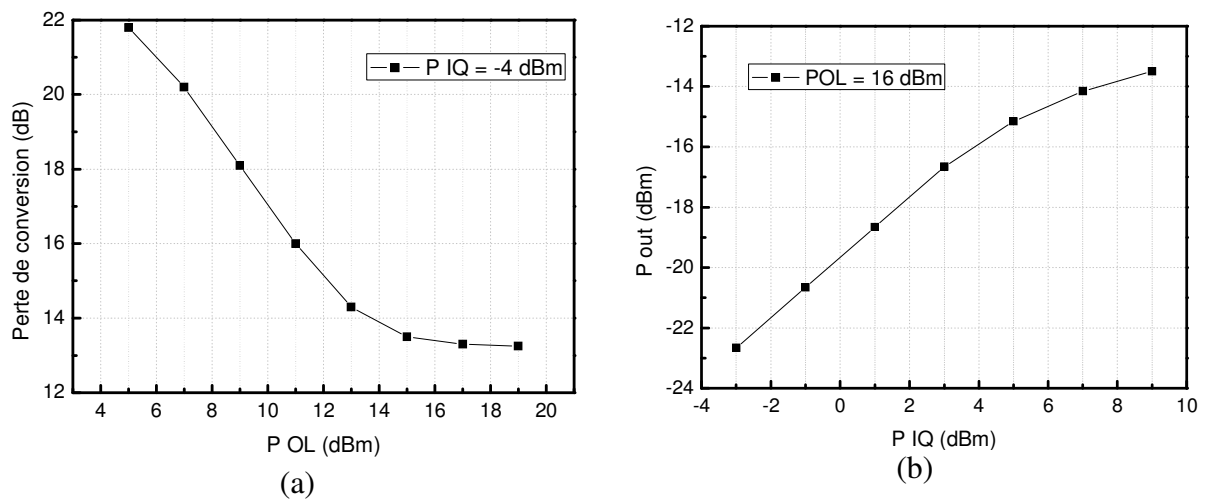


Figure 3.18 : Caractérisation du mélangeur *HMC 525* (a) : Les pertes de conversion en fonction de la puissance P_{OL} (de 5dBm à 19 dBm) avec une puissance P_{IQ} fixée à -4 dBm ; (b) : la puissance sortie du mélangeur en fonction de la puissance P_{IQ} avec une puissance P_{OL} est fixée à 16 dBm.

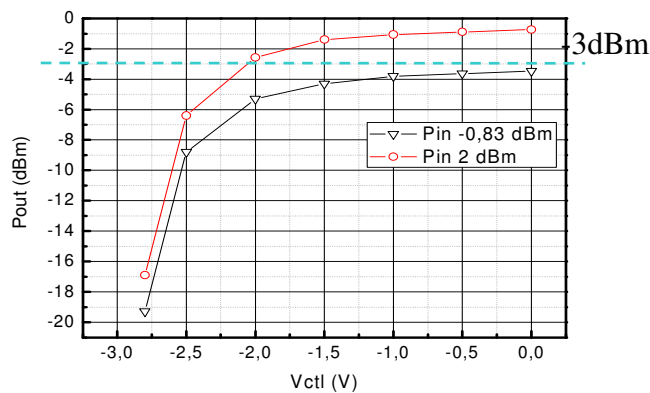
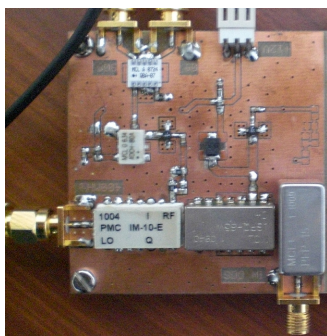


Figure 3.19 : Caractérisation de l'atténuateur variable *HMC 346* en fonction de V_{ctl} (de -2.8 V à 0 V)

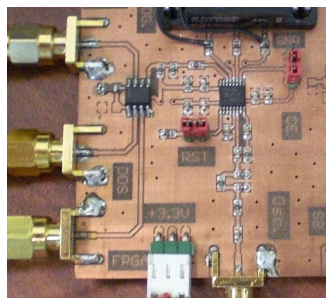
Afin d'ajuster la puissance de sortie, un étage d'amplification (*LNA 3*) de 16 dB et un étage d'atténuation (*Atténuateur variable HMC346*) sont ajoutés à la sortie de mélangeur. Le résultat de la mesure de l'atténuateur variable en fonction de V_{ctl} (variant de -2.8 V à 0 V) est illustré figure 3.19 avec une fréquence d'entrée fixée à 4,6 GHz. En effectuant la mesure avec une puissance d'entrée P_{in} de -0,83 dBm puis de 2 dBm nous pouvons constater que pour obtenir une puissance de sortie supérieure à la puissance d'entrée optimale du VCSEL de -3 dBm, la puissance d'entrée de l'atténuateur doit être supérieure à -0.83 dBm.

15.2.3. Description de la chaîne 2 constituant une partie du circuit d'asservissement

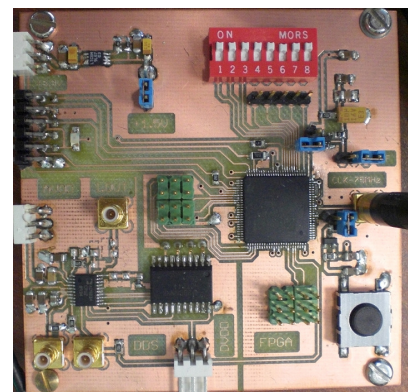
Nous présentons figure 3.20 des photographies de la chaîne2 du prototype. Cette partie est réalisée à partir de composants CMS pour minimiser l'encombrement. Pour faciliter le test de cette chaîne nous l'avons réalisée sur trois circuits Epoxy distincts. Le signal de référence de 400MHz permettant la transposition de fréquence est réalisé par l'intermédiaire d'une DDS (DDS2) afin d'obtenir une densité spectrale de bruit de phase près de la fréquence porteuse très faible (de meilleure qualité que les synthétiseurs commerciaux).



Photographie de l'amplification et la transposition de fréquence à 400 MHz



Photographie du diviseur Numérique



Photographie du FPGA et de la DDS1

Figure 3.20 : Photographie des différentes parties de la chaîne2.

15.2.3.a. Le diviseur de fréquence:

Nous utilisons la partie diviseur de fréquence du circuit "ADF4106" pour générer une fréquence de 77MHz à partir du signal du VCO à 2.1 GHz qui est utilisée comme fréquence

d'horloge pour les circuits numérique DDS et FPGA, car il n'existe pas de circuits diviseurs commerciaux à ces fréquences. Le circuit ADF4106 est une PLL à pas variable fonctionnant pour des fréquences jusqu'à 6 GHz. Entre la sortie du diviseur de fréquence et les entrées d'horloge des DDS et du FPGA nous avons utilisé un circuit d'interface de type NB3L553 (de chez ON Semiconductor) permettant d'obtenir des niveaux de signaux compatibles avec les entrées et sorties des différents circuits.

15.2.3.b. DDS

Le principe de la DDS est né de l'idée de synthétiser un signal de façon totalement numérique. Il est constitué d'un compteur d'adresse, d'une mémoire ROM et d'un convertisseur numérique/analogique (Figure 3.21). Le compteur d'adresse est utilisé pour parcourir en boucle une ROM dans laquelle sont stockés les échantillons du signal à générer. Ces échantillons sont ensuite présentés à un convertisseur numérique/analogique qui crée un signal ensuite utilisable par des fonctions analogiques classiques. Ce système possède de bonnes performances, et c'est en termes de qualité de restitution du signal. La fréquence du signal en sortie est directement liée à la fréquence d'horloge f_{clk} ainsi qu'au nombre de périodes stockées dans la mémoire. Ce système est un diviseur de fréquence "évolué" car la forme d'onde du signal généré peut être choisie et il est par conséquent possible de créer des signaux quelconques.

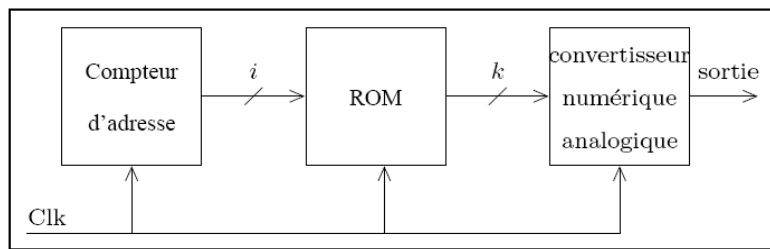


Figure 3.21: Schéma blocs d'un DDS

La fréquence du signal généré f_{out} est donnée par la formule suivante :

$$f_{out} = \frac{MCF \times f_{CLK}}{2^i}; f_{out} \leq \frac{f_{clk}}{2} \quad (3.1)$$

où f_{clk} est la fréquence de l'horloge, MCF est le Mot Binaire et i est un nombre entier.

Ainsi nous voyons donc que la fréquence de sortie de la DDS est liée par le mot binaire injecté en entrée mais aussi par la fréquence de l'horloge

Nous utilisons une DDS (DDS3 Figure 3.9) pour générer la fréquence de sortie à 10MHz de la micro-horloge et une DDS (DDS1 Figure 3.9) pour générer la fréquence de modulation. Pour le prototype, nous avons choisi le circuit DDS AD 9834 (figure 3.22) qui présente une faible puissance de consommation (20 mW) un faible niveau de SFDR (spurious-free dynamic range)(>72 dB) une fréquence de fonctionnement maximale de 37.5 MHz. Le signal de sortie peut-être soit sinusoïdal, soit à modulation de fréquence triangulaire ou rectangulaire. Le registre est codé sur 32 bits permettant d'obtenir une précision sur la fréquence de 0.28Hz pour une fréquence d'horloge de 75MHz. La performance en densité de puissance en bruit de phase et sur le SFRD du signal de sortie de la DDS est fonction de la valeur de la fréquence de sortie et de celle de l'horloge. Suivant les tests effectués, nous avons choisi une fréquence de sortie de 12MHz en utilisant une fréquence d'horloge de 77 MHz.

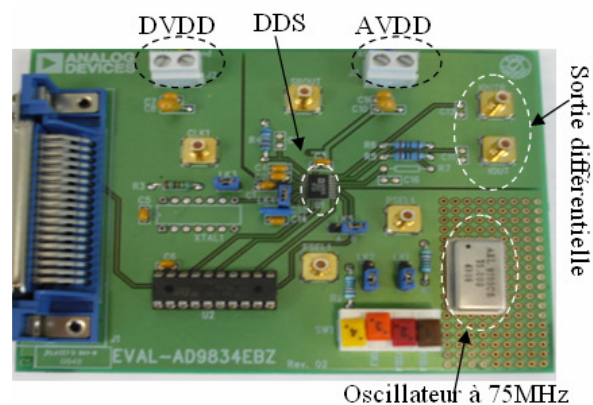


Figure 3.22 : Carte DDS évaluation.

La figure 3.23 présente le schéma de DDS AD 9834. Pour utiliser une horloge extérieure, il faut mettre le cavalier **LK3**. Afin de faire une sélection manuelle de la fréquence il faut mettre le cavalier **LK1** sur B et utiliser le commutateur (mode hardware).

Pour piloter la DDS nous avons besoin des différents signaux présentés figure 3.24 :

Le signal Mclk permet de valider la sélection de la fréquence sur chaque front montant d'horloge, le signal Fsel permet de sélectionner soit la fréquence F1 ou F2,

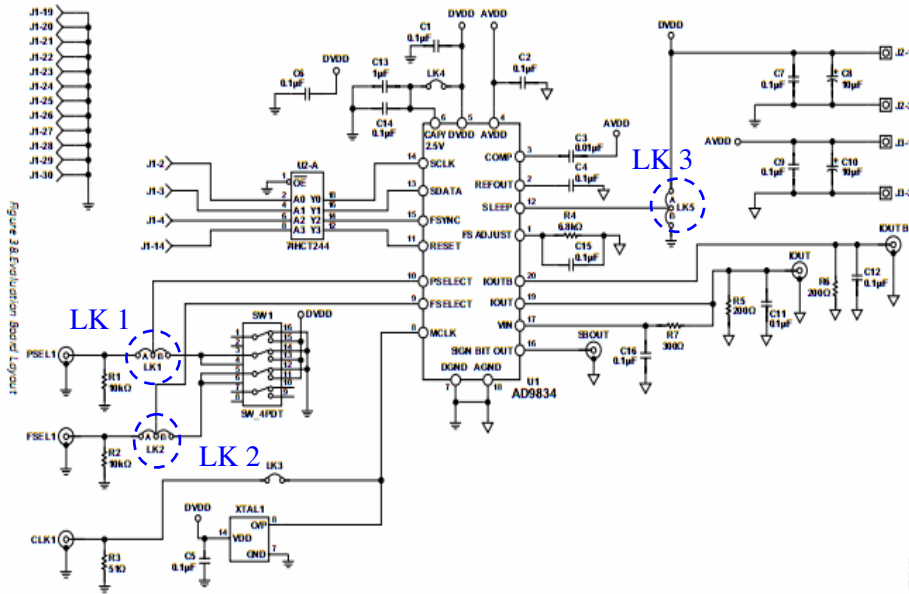


Figure 3.23: Schéma de la DDS AD9953

Le signal Sclk permet de valider les données sur chaque front descendant d'horloge,

Le signal Fsync est un signal de type Enable (lorsque Fsync est à 0, on autorise la transmission des données)

Le signal Sdata est le signal qui contient les données (elles doivent être codées sur 16 bits et transmises en série).

Ces signaux sont les principaux signaux permettant de réaliser une modulation FSK avec cette DDS.

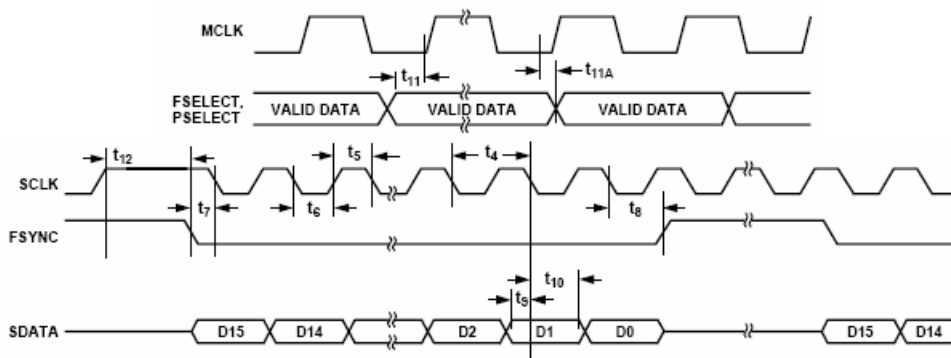


Figure 3.24 : Différents signaux pour piloter la DDS AD9853.

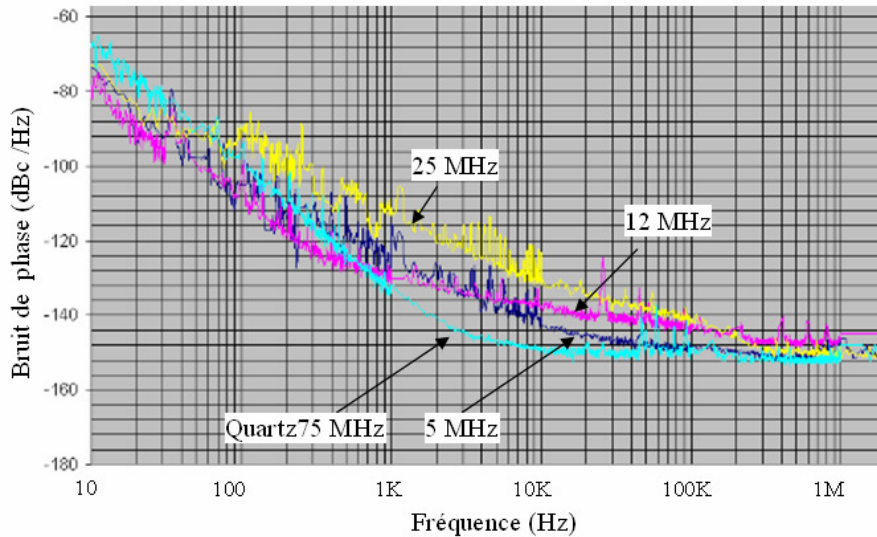


Figure 3.25 : Bruit de phase de la DDS avec différente fréquence en sorties.

Pour obtenir de bonnes performances en termes de spectre de fréquence, la fréquence du signal de sortie est fixée à 12 MHz (spécifications constructeur). Ceci a été vérifié et les résultats sont donnés figure 3.25.

15.2.3.c. FPGA

Pour réaliser un signal de 12 MHz modulé en fréquence au rythme de 1KHz, nous avons utilisé un circuit FPGA qui pilote la DDS. Le FPGA génère aussi un signal rectangulaire de période 1 KHz pour synchroniser le détecteur synchrone utilisé en sortie de la photodiode permettant de générer le signal d'erreur à envoyer sur le VCO. Un IGLOO AGLN250-ZVQG100 FPGA de Actel est utilisé pour piloter la DDS en raison de sa faible consommation, la carte d'évaluation de ce circuit est montrée figure 3.26. Le principe de la programmation est présenté Annexe.

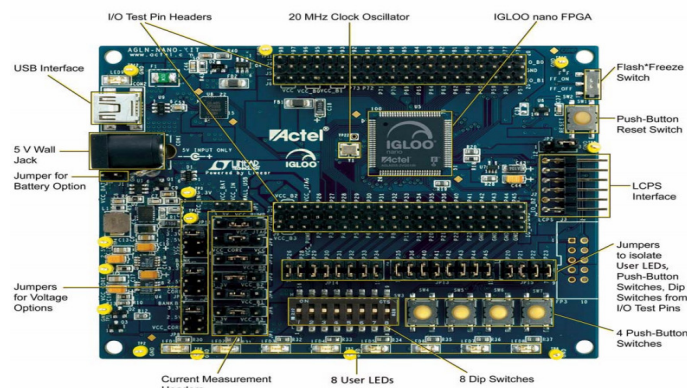


Figure 3. 26 : carte évolution de FPGA.

15.2.3.d. Résultats des mesures des signaux en bande IF

Pour obtenir en sortie de la synthèse de fréquence un signal de très bonne pureté spectrale (répondant au cahier des charges), il faut que le VCO, mais aussi le signal en bande IF (signal modulant) possèdent de très bonnes performances en pureté spectrale. De ce fait, en sortie de DDS1 le signal est filtré pour supprimer les raies parasites engendrées par la DDS. La conversion de fréquence est réalisée par un modulateur IQ permettant de minimiser les fréquences parasites (OL, image, harmoniques). La puissance du signal en bande IF est déterminée pour obtenir la puissance nécessaire en sortie de la synthèse de fréquence et la meilleure isolation possible entre le signal utilisé et les signaux parasites.

Une caractérisation précise de chaque élément de tous les circuits de la chaîne a été effectuée. (amplificateur, modulateur).

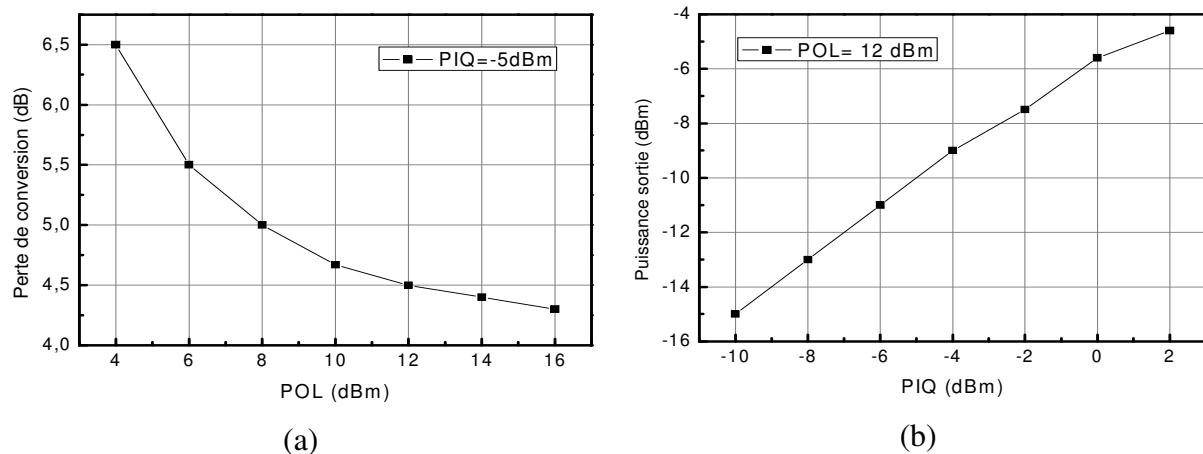


Figure 3.27: Caractérisation du mélangeur *IM-10 E pulsar* (a) : Les pertes de conversion en fonction de la puissance POL avec une puissance PIQ fixée à -5 dBm ; (b) : la puissance sortie du mélangeur en fonction de la puissance PIQ avec une puissance POL est fixée à 12 dBm.

Avec la même méthode comme illustré figure 3.17, nous avons caractérisé le modulateur IQ (IM-10 E pulsar) avec une fréquence FOL de 400 MHz et FIQ de 12 MHz, les résultats sont donnés figure 3.27. Pour que le modulateur IQ puisse obtenir des pertes de conversion minimales et peu sensible au niveau de POL, la puissance POL doit être supérieure à 12 dBm. Pour satisfaire la condition de puissance d'entrée, un étage d'amplification (*Ampli 1*) de 20 dB a été ajouté ainsi qu'un étage d'atténuation (*Atténuateur*) de 7 dB devant le splitter 1 (figure

3.9).

Les résultats de mesure du FPGA et de la DDS sont illustrés dans la figure 3.28, nous constatons que le circuit DDS est bien piloté par le FPGA, Le signal filtré en sortie de la DDS (courbe en jaune) est autour de 12 MHz pour une tension de sortie de 133 mV (il s'agit d'une modulation FSK avec une fréquence de 1 kHz et un ΔF de 3 kHz), la fréquence en sortie du FPGA (courbe en rouge, f_{syn}) est de 266,7 Hz. (la fréquence du signal Clockin est de 20 MHz pour le FPGA)

Du fait de la proximité des deux fréquences de la modulation FSK montrée sur la figure 3.28, nous ne distinguons pas nettement la modulation FSK. Pour mettre évidence la modulation FSK et le problème de décalage qui pourrait introduire un problème au niveau du détecteur synchrone dans la boucle fréquentielle, nous réalisons le signal du sortie avec une différence de fréquence ($F1=10$ MHz et $F2 =1$ MHz) qui sera à la même fréquence de rythme de 1 kHz (figure 3.29). Nous pouvons constater que le signal possède une modulation FSK cependant nous observons un décalage entre le signal de sortie du FPGA, qui est appliqué au détecteur synchrone et la modulation FSK. Ce décalage du temps est d'environ 11 μs , qui est non négligeable pour notre application.

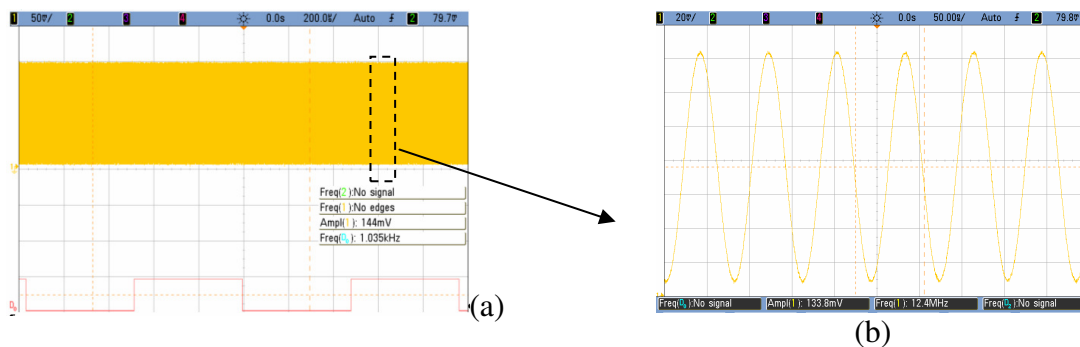


Figure 3.28 : Singal mesuré en sortie de FPGA (courbe rouge) est DDS (courbe jaune)

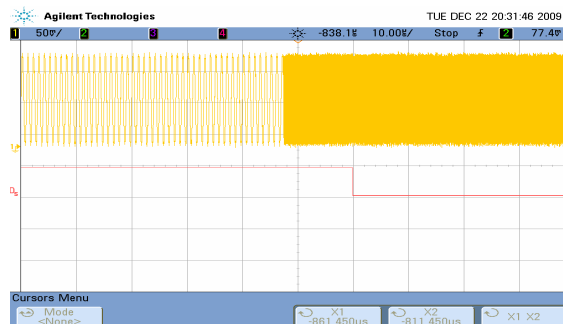


Figure 3.29 : Résultat de mesure du FPGA (courbe en rouge) et de la DDS (courbe en jaune)

15.2.4. Caractérisation complète de la synthèse de fréquence proposée.

La figure 3.30 présente le schéma de principe simplifié du prototype de synthèse de fréquence. Dans un premier temps, pour vérifier que la puissance de sortie du VCO BAW est suffisante pour assurer un fonctionnement linéaire de la synthèse de fréquence, nous avons mesuré la puissance de sortie de la synthèse de fréquence en fonction des différents niveaux de la puissance d'entrée. Nous avons remplacé le VCO BAW par un synthétiseur de fréquence commercial (Agilent 8365 fonctionnant à la fréquence de 2,1 GHz). Le résultat est présenté figure 3. 31, nous constatons qu'une puissance d'entrée de -1dBm (correspondant à la puissance de sortie du VCO BAW), permet un fonctionnement à un niveau de puissance constant de la synthèse de fréquence et ainsi de minimiser le bruit de modulation d'amplitude venant de VCSEL [13] modulé par ce signal. Le spectre de la synthèse de fréquence conçue est illustré figure 3.32.

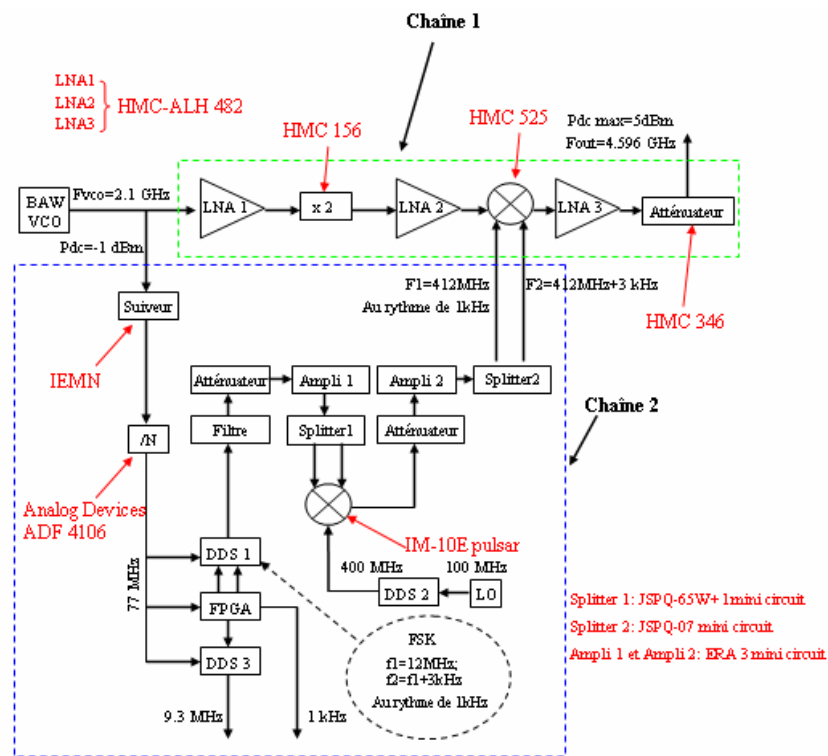


Figure 3.30 Schéma de principe simplifié du prototype de synthèse de fréquence

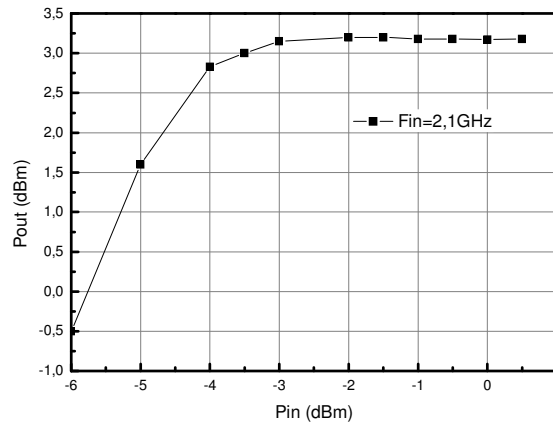


Figure 3.31 : Résultat de mesure de la puissance de sortie du synthétiseur de fréquence en fonction de la puissance entrée

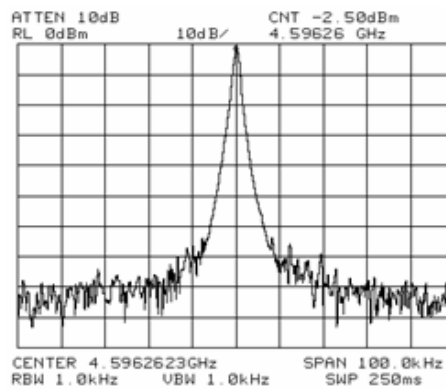


Figure 3.32 : Le spectre de la synthèse de fréquence conçue

Nous présentons figure 3.33 la densité spectrale de puissance de bruit de phase en sortie de la synthèse de fréquence à 4.6 GHz (courbe en rouge). Nous pouvons constater que cette densité spectrale de puissance de bruit de phase loin de la porteuse ($f_m > 100\text{kHz}$) est limitée par la densité spectrale de bruit du signal à 400 MHz généré par la DDS2. Cette DDS utilise une horloge de 100 MHz avec un résonateur quartz possédant un facteur de qualité de 6000. De ce fait le bruit de fond pour cette horloge commence à $(f_0/2Q_0) = 8\text{ kHz}$ selon Leesson (nous avons présenté ce modèle du bruit de phase plus en détail au chapitre 1). D'après la mesure présentée figure 3.33, on peut constater que la DDS2 possède un bruit ajouté de -120 dBc/Hz . Le signal de 400 MHz sert à compenser le décalage de fréquence du résonateur BAW. Nous observons 6dB d'écart entre la densité spectrale de bruit de phase du VCO et de la synthèse de fréquence près de la porteuse correspondant à la multiplication de fréquence par deux entre la fréquence du VCO et celle de la synthèse ($20\log(2)$). D'après ce décalage on peut conclure

que la densité spectrale de bruit de phase de la synthèse de fréquence n'est pas influencée par celle provenant du signal modulant à 12MHz généré par la DDS1.

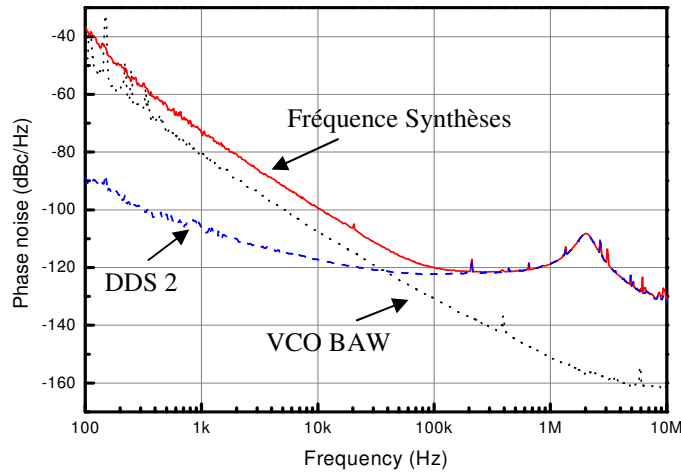


Figure 3.33 : Densité spectrale de puissance de bruit de phase en sortie de la synthèse de fréquence

15.3. Etude de la détection synchrone [18].

La détection synchrone, ou *lock-in détection*, permet de détecter des signaux quasi continus de très faible amplitude (et donc noyés dans le bruit) en les modulant à basse fréquence (typiquement 100 Hz) et en appliquant le principe de la détection de phase [14] pour obtenir une détection d'amplitude.

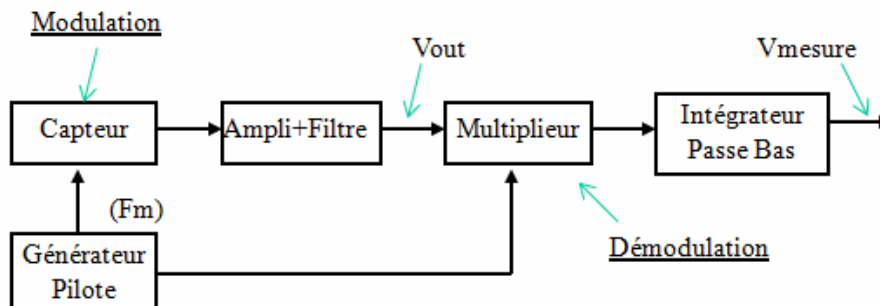


Figure 3.34: Principe de la détection synchrone.

Nous présentons figure 3.34 un schéma de principe de la détection synchrone. Dans cette application, la détection synchrone s'appuie sur la modulation de la source du capteur pour

être dans une zone de bruit minimum. Le signal est ensuite amplifié et éventuellement filtré de manière sélective. Il est alors dirigé vers un multiplieur pour effectuer la démodulation synchrone et puis filtré à l'aide d'un intégrateur (Figure 3.34).

Le signal en sortie de l'amplificateur est :

$$V_{out} = EG_d A \cos \omega_m t + b_f(t) \quad (3.2)$$

où E est la tension d'alimentation du capteur, G_d est le gain différentiel de l'amplificateur, A est l'information à mesurer issue du capteur, ω_m est la fréquence qui nous intéresse (fréquence modulation) et $b_f(t)$ est le bruit introduit par le capteur et l'amplificateur (prépondérant en basse fréquence).

Ce signal est multiplié par la porteuse $E \cos \omega_m t$, nous obtenons ainsi en sortie du multiplieur :

$$V_{mult} = (EG_d A \cos \omega_m t + b_f(t)) \times E \cos \omega_m t \quad (3.3)$$

$$V_{mult} = E^2 G_d A / 2 + E^2 G_d A / 2 \cos 2\omega_m t + b_f(t) E \cos \omega_m t \quad (3.4)$$

Le signal en sortie du multiplieur est ensuite filtré par un filtre passe bas (fréquence de coupure F_c) pour ne récupérer que la composante continue du comportement du capteur :

$$V_{mesure} = E^2 G_d A / 2 \quad (3.5)$$

Nous considérons que le bruit est caractérisé par une puissance σ_b^2 et qu'il est réparti sur une bande équivalente de bruit B_{eq} . L'amélioration du SNR va être liée à la bande passante (Δf) du filtre sélectif :

Avant filtrage nous avons:

$$SNR = \frac{E^2 G d A / 2}{\sigma_b^2} \quad (3.6)$$

Après filtrage nous obtenons:

$$SNR = \frac{(E^2 G d A)^2 / 4}{\sigma_b^2 \cdot \frac{\pi \cdot f_c}{B_{eq}}} \quad (3.7)$$

On suppose un filtre passe bas du 1^{er} ordre avec $\Delta f = \pi / 2 \cdot f_c$

La figure 3.35 et la figure 3.36 nous présentent la fonction de détection synchrone, en effet, le *moyenneur* (filtre passe bas) se comporte comme un filtre sélectif, il est alors dans le cadre de la détection synchrone équivalent à un filtre passe-bande sélectif ($Q=2f_c/f_m$). Dans ce cas, nous pouvons donc obtenir une très grande sélectivité équivalente et donc des facteurs de qualité élevés. De plus, c'est un filtre passe bande équivalent qui s'adapte à la fréquence centrale (ici de modulation/ démodulation).

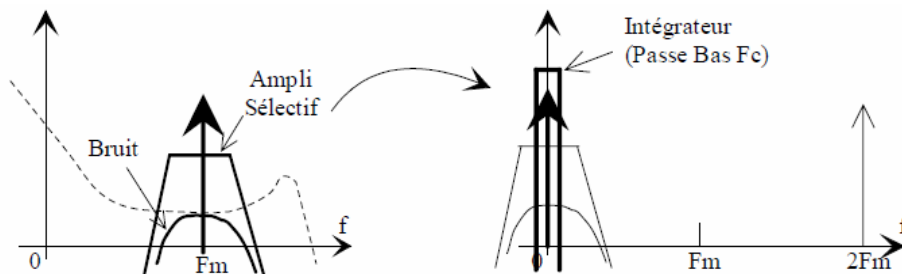


Figure 3.35 : Démodulation synchrone : translation de fréquence.

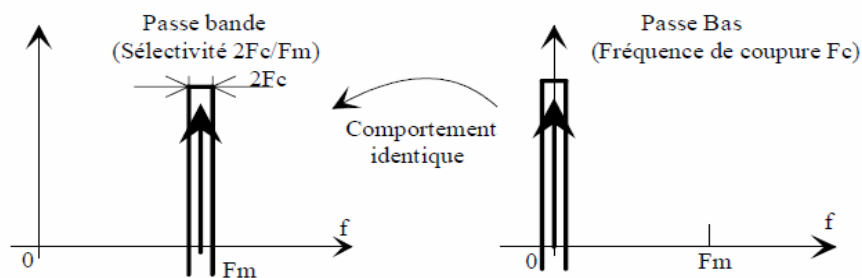


Figure 3.36 : Translation équivalente du passe bas en passe bandes sélectives.

Après avoir présenté l'avantage du détecteur synchrone dans un cas idéal (la fréquence de la porteuse est identique à la fréquence du signal qui nous intéresse sans déphasage entre ces deux fréquences), une question s'impose ici, comment évolue la tension de sortie lorsque la fréquence du signal de la porteuse est très proche, sans être égale, à la fréquence du signal qui nous intéresse. De plus il existe un déphasage entre les deux signaux, c'est à dire que le signal de la porteuse $E\cos(\omega+\Delta \omega)t$ est semblablement au signal $E\cos(\omega t+\phi)$. D'après [14], nous obtenons la tension en sortie par la relation (3.8). Pour cette raison, un étage de déphasage est envisagé pour la détection synchrone afin d'obtenir l'amplitude maximum de tension en sortie.

$$V_{mesure} = E^2 G d A / 2 \times \sin \phi \quad (3.8)$$

Un système de mesure dit '*Lock In*' est composé de 4 fonctionnements : Modulation, amplification sélective, démodulation synchrone (D.S.) et moyennage (filtrage passe bas). Les trois dernières phases sont réalisées par un amplificateur '*Lock in*' comme présenté Figure 3.37 (a) où f_m est la fréquence de modulation pour démoduler le signal qui nous intéresse. La figure 3.37 (b) nous présente une réponse *Lock-in* typique pour un faible amplitude du signal de modulation [15] permettant de déterminer avec précision le pic central (v_0) en présence du bruit.

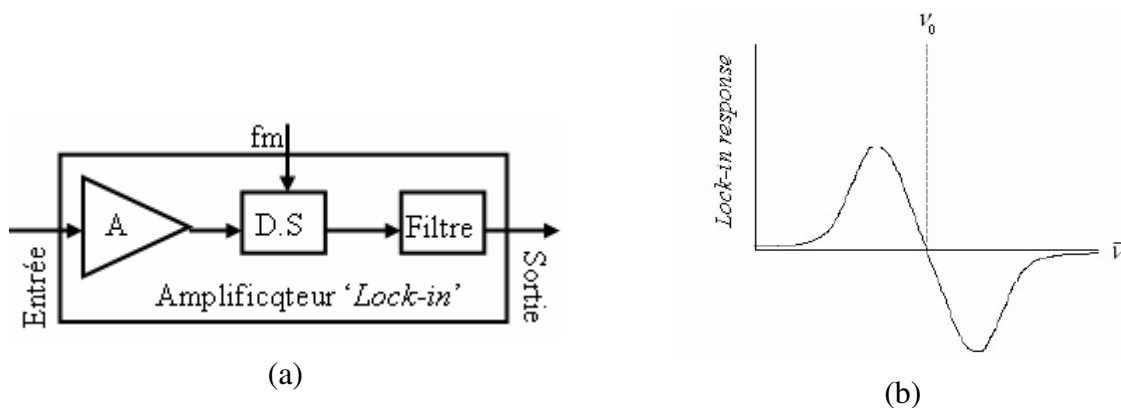


Figure3.37 (a) : Schéma d'un amplificateur '*Lock in*', (b) : Réponse '*Lock-in*' typique en temporelle.

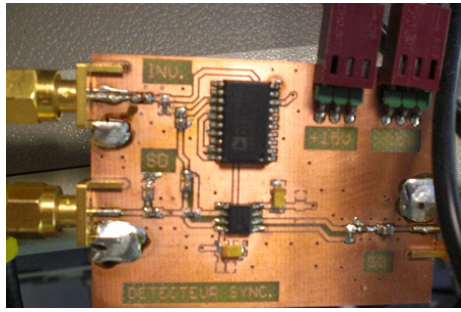


Figure3.38 : Photographie de la détection synchrone commerciale

Un détecteur synchrone commercial est réalisé (AD650 chez Analog Devices) (figure 3.38).

15.4. Conclusion

Dans cette section, une synthèse de fréquence à 4,6 GHz est conçue, réalisée et validée avec la bonne performance au niveau du bruit de phase (-81 dBc/Hz à 2 kHz de la porteuse). Un circuit DDS piloté par un FPGA est utilisé pour générer une modulation FSK, et une détection synchrone est réalisée. Toute la partie électronique de la micro-horloge atomique est réalisée..

16. Résultat des mesures de la micro-horloge globale

Après avoir réalisé et validé toute la partie de synthèse de fréquence, nous avons été à Besançon pour tester la micro horloge finale utilisant cette partie électronique. Le schéma de la manipulation finale avec la microcellule de Césium est illustré figure 3. 39.

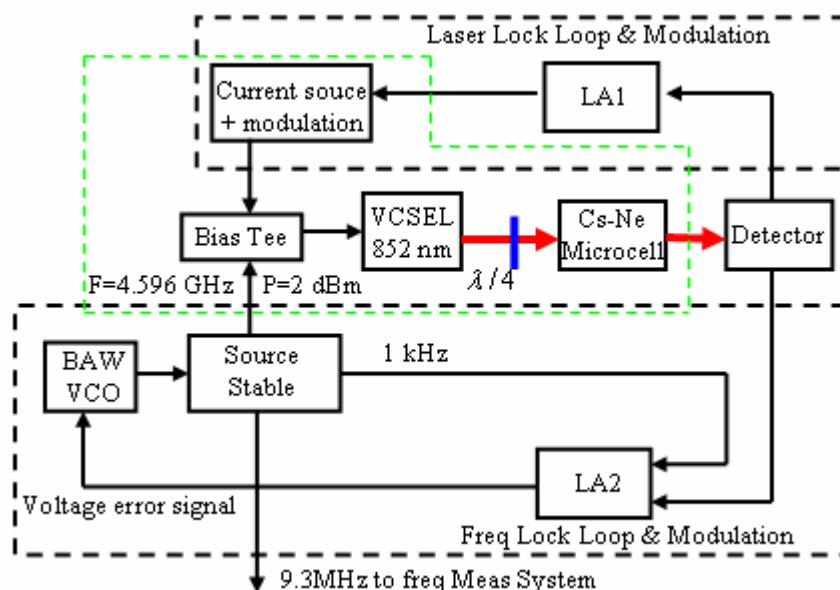


Figure 3.39 : Schéma de la manipulation finale avec la microcellule à césium.

Sur ce schéma, les parties optique et physique en couleur verte sur la figure 3.39 ont été réalisées et installées par le laboratoire Besançon-ST comme illustré figure 2.40. La microcellule (figure 2.41) est dans un boîtier à blindage mu-métal, la cellule chauffée, le champ magnétique et la photodiode sont tous intégrés dans ce blindage en sortie de la microcellule. Cette microcellule remplie de vapeur de césium et d'un gaz tampon (Néon) à une pression de 90 T forme le résonateur atomique. Un champ magnétique statique d'environ 100 mG est appliqué pour lever la dégénérescence Zeeman. La température de la cellule est ajustée à 62°C pour optimiser le niveau du signal CPT.

Le VCESL est monté sur une platine régulé en température, le T de polarisation est placé à coté du VCESL pour alimenter et moduler celui-ci. La lentille de collimation, le filtre de densité (pour atténuer puissance optique) et la lame lambda $\lambda/4$ (pour faire la polarisation circulaire) sont positionnés à la hauteur optimale entre le sortie du VCSEL et l'entrée de la

microcellule.

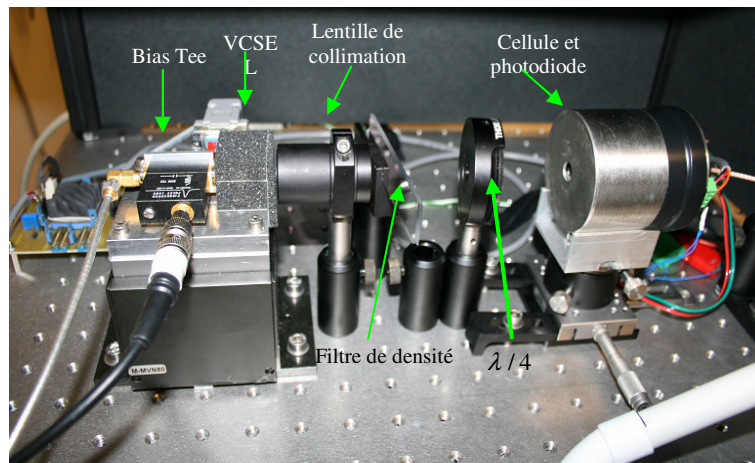


Figure 2.40 : Photographie de la partie optique et physique

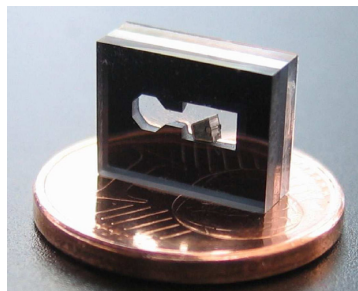


Figure 2.41 : Photographie de microcellule de Césium (taille inférieure à une pièce de 2 centimes)

Deux boucles à verrouillage sont conçues pour obtenir le signal d'interrogation (le signal en sortie de la microcellule à césium).

La première bande est une boucle à verrouillage optique (Laser Lock Loop). Le VCSEL est polarisé et modulé à 65 KHz avec la meilleure position afin d'obtenir le maximum de puissance d'absorption du signal optique. Ce signal d'absorption est démodulé par une photodiode et l'amplificateur 'lock-in' LA1. Un signal d'erreur est réinjecté sur le VCSEL pour corriger l'injection de courant de laser.

La seconde bande est une boucle à verrouillage de fréquence à la base de la synthèse de fréquence et le VCO BAW que nous avons développée. La résonance CPT est mesurée en effectuant un balayage de la fréquence en sortie de la synthèse de fréquence et en détectant la

variation de la puissance transmise à travers la cellule. Dans un premier temps, la détection synchrone utilisée pour asservir la fréquence de l'oscillateur local sur la résonance atomique est obtenue avec un détecteur synchrone commercial (SR830). Un amplificateur 'Lock-in' (LA2) commercial est piloté par le signal FSK provenant de la synthèse de fréquence (au rythme de la fréquence de 1 kHz avec une excursion de la fréquence de 3 kHz) afin d'augmenter le SNR (rapport signal à bruit) de la résonance détectée. Le signal d'erreur en tension obtenu en sortie de l'amplificateur 'Lock-in' est amplifié par un régulateur proportionnel-intégral (PI controller réalisé par Femto-ST) et est appliqué au VCO BAW afin de verrouiller la fréquence en sortie de la synthèse de fréquence à la transition atomique à césium. La bande passante de l'asservissement de l'oscillateur local sur la résonance atomique est d'environ 600 Hz. En effet, la stabilité de fréquence de l'oscillateur est proche de 10^{-7} à 1s. Il faut donc un gain de 1000 à 1s pour espérer obtenir une stabilité de 10^{-10} .

La puissance laser totale est de 10 μ W. Cette puissance résulte d'un compromis entre le contraste de la résonance CPT et sa largeur de raie. La puissance RF injectée dans la diode VCSEL est de 2.5 dBm.

Nous présentons figure 3.42, une évolution typique du signal d'erreur de la résonance CPT

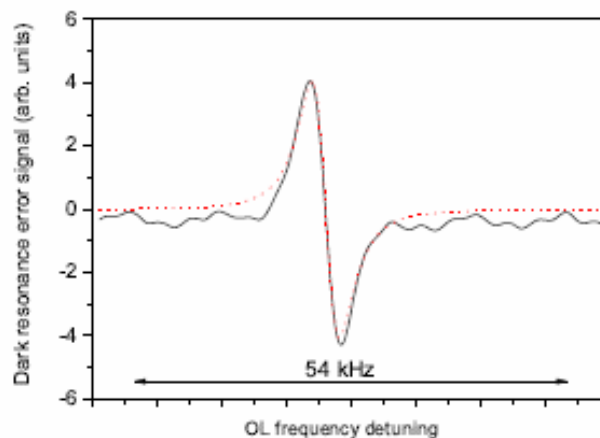


Figure 3.42 : L'évolution typique du signal d'erreur de la résonance CPT à la sortie de l'amplificateur 'lock-in' 2 (ligne continue : Le résultat de mesure, ligne pointillée : Data d'ajustement).

obtenu en sortit du détecteur synchrone (LA2). La ligne continue présente le résultat de mesure et la ligne pointillée présente le résultat de mesure lissé par le logiciel Origin. Nous constatons que la largeur de raie de la transition horloge est 6,5 kHz quand l'injection de courant pour le VCSEL est modulée avec le signal de 4,596 GHz de la synthèse de fréquence. Ceci indique

que le signal CPT est bien détecté avec un coefficient de qualité de $1,4 \cdot 10^6$ de résonateur atomique.

Une fois la résonance CPT détecté, la fréquence de sortie du synthétiseur est verrouillée sur la fréquence de la transition atomique. La fréquence d'horloge est mesurée par l'extraction d'un signal de 9,3 MHz du VCO BAW (Figure 3. 30, sortie de DDS3). La stabilité de la fréquence d'horloge est déterminée par un banc de mesure de déviation Allan 5120A [12] référencé par un oscillateur stable refroidi par hydrogène. La figure 3.43 illustre le signal de 9,3 MHz obtenu en fonction du temps quand le système est libre (courbe noir) et le système est verrouillé (courbe rouge). D'après cette courbe, la bande de verrouillage fonctionne correctement.

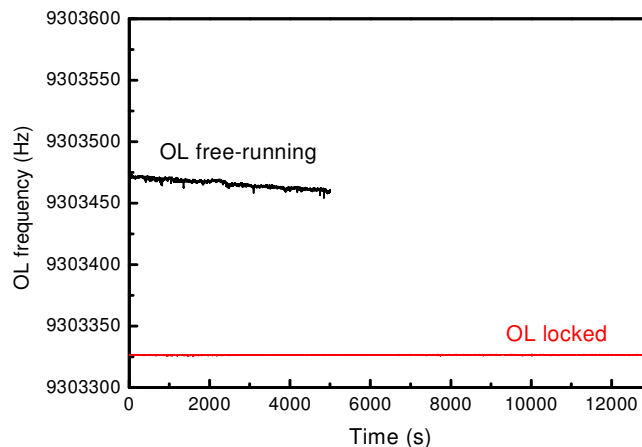


Figure 3.43 : Le signale en sortie de DDS 3 (9,3 Mhz) en fonction de temps,

Courbe noire : Condition OL libre ; Courbe rouge : Condition OL verrouillé

Nous avons mesuré la stabilité de court-terme du système de la micro-horloge atomique. Le résultat de mesure de la déviation d'Allan de la synthèse de fréquence avec la microcellule de Césium est présenté figure 3.44. Nous constatons que le VCO-BAW présente une stabilité de $9,5 \cdot 10^{-8}$ à 1 s et qu'elle augmente après 10 s. Cela signifie que pour obtenir une stabilité de $1 \cdot 10^{-10}$ à 1s dans la zone verrouillée, nous avons besoin d'une bande passante de boucle de 1 kHz. Dans notre cas, l'instabilité de la fréquence du VCO- BAW mesuré est de $2,5 \cdot 10^{-9} \tau^{-1/2}$ jusqu'à 20 s (temps d'intégration). Ceci correspond à une amélioration d'un facteur de 38 et 83 à 1 et 10 s respectivement comparé avec la condition de l'OL libre.

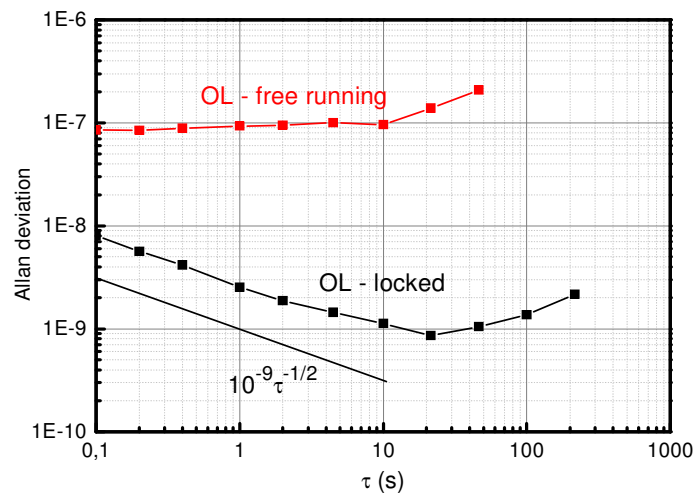


Figure 3.44 : Déviation d'Allan du signal sortit en fonction du temps.

Courbe noire : Condition OL libre ; Courbe rouge : Condition OL verrouillé

Le premier résultat expérimental obtenu ne satisfait pas à l'objectif de 1.10^{-11} pour les raisons suivantes :

La stabilité du court-terme de la micro-horloge dépend de la stabilité de l'oscillateur, dans notre cas c'est un VCO-BAW possédant une stabilité de 14 ppm/°C en température. La condition de mesure au laboratoire de Femto-ST est limitée à cause d'une variation de la température ambiante. Puisque la pièce n'était pas climatisée et que le système ne l'était pas non plus. Avec la formule ci-dessous :

$$\frac{1}{\Delta T} * \frac{\Delta f_{VCO}}{f_{VCO}} \quad (3.9)$$

Nous obtenons une variation de la température vers 6.7 m°C au lieu de 1 mK comme présenté dans la section 2.4.2.2, qui peut expliquer la dégradation des performances de la micro-horloge.

De plus, la bande passante de l'asservissement de boucle réel est d'environ 600 Hz ce qui limite le gain de boucle à 55 dB (au lieu de 60 dB, si nous augmentons la bande passante de l'asservissement à 1 kHz). C'est principalement pour ces raisons que nous n'avons pas encore obtenu le résultat optimal avec notre architecture de la micro-horloge atomique.

D'après la formule 3.10 (comme présenté dans le chapitre 1), il y a deux points très importants

pour concevoir une micro-horloge atomique stable : 1) le coefficient de qualité à la résonance, Q , qui dépend le résonateur atomique. (Dans notre cas, $FWHM=6.5$ kHz, $Q = 1,4 \cdot 10^6$); 2) SNR, le rapport signal à bruit d'horloge mesuré sur une bande passante de 1 Hz à la fréquence de modulation fm(dans notre cas fm=1 kHz), il dépend la puissance du signale CPT détecté (0.7 mW dans notre cas) et le bruit à différents points du système de la micro-horloge atomique. Pour ces raisons, deux mesures supplémentaires ont été effectuées, afin de comparer les résultats expérimentaux avec la théorie.

$$\sigma_y(\tau) = \frac{K}{Q \cdot SNR} \tau^{-1/2} \quad (3.10)$$

La figure 3.45 présente le résultat de mesure du bruit du laser VCSEL en fréquence. La bande passante d'asservissement en fréquence du laser VCSEL est d'environ 1,5 kHz.

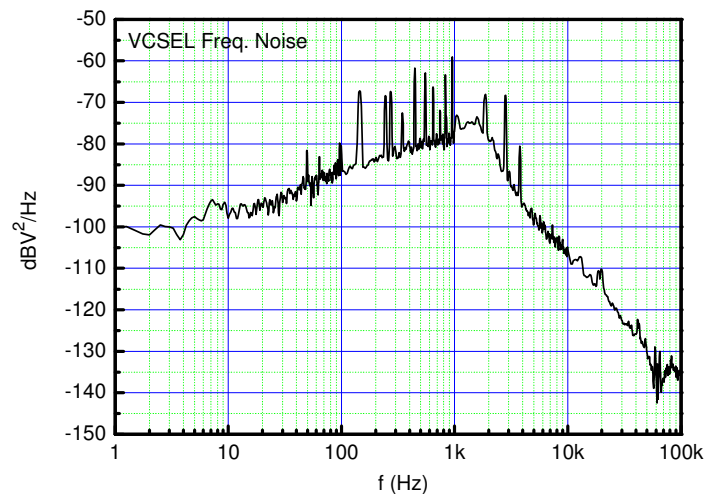


Figure 3.45 : La mesure du bruit de fréquence de la diode VCSEL asservie en fréquence.

Ensuite une mesure de la puissance de bruit en sortie de la photodiode pour différentes configurations ont été effectuées (figure 3.46). Nous remarquons la présence d'un grand nombre d'harmoniques du 50Hz et entre 50Hz et 1 kHz lorsque toutes les alimentations DC nécessaires au fonctionnement de la synthèse de fréquence sont activées. Une raie près de 900 Hz qui vient probablement de l'alimentation est présente quand toutes les alimentations sont activées, (nous ne trouvons pas cette raie parasite de 900 Hz en sortie de bruit de phase du DDS. (Figure 3.25 et 3.33).

Nous avons mesuré ensuite le bruit en tension en sortie de la photodiode lorsque la diode VCSEL est allumée et libre (non asservie en fréquence). La raie à 60 kHz provient de la fréquence de modulation du détecteur synchrone utilisé pour asservir la fréquence de la diode laser. Le bruit de l'alimentation (50Hz et son harmonique) et une raie parasite près de 900 Hz sont amplifiés en même temps. Enfin, nous avons mesuré le bruit en tension en sortie de la photodiode lorsque la diode VCSEL est modulée à 4,596 GHz à l'aide de la synthèse de fréquence avec la diode laser asservie en fréquence. Nous constatons un grand nombre de raies parasites entre 100 Hz et 1 MHz qui proviennent probablement du rayonnement parasite et des imperfections des alimentations. Ces parasites ajoutent un bruit supplémentaire au niveau de la photodiode et dégradent les performances de système [19].

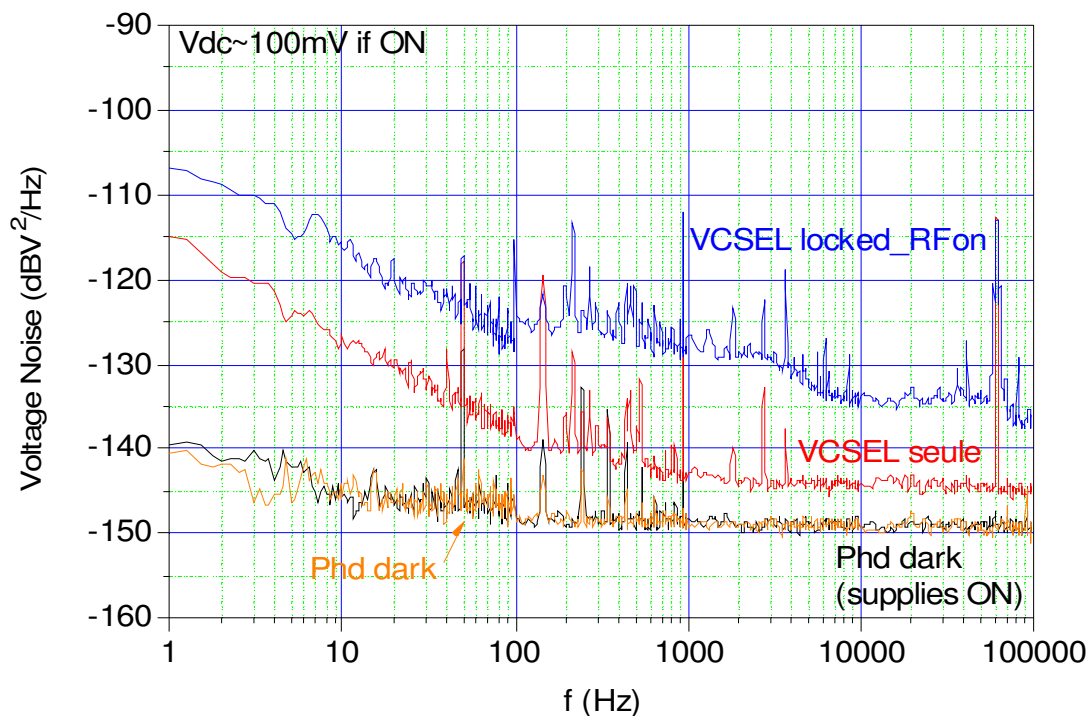


Figure 3.46 : Résultats de mesure de la puissance de bruit en sortie de la photodiode pour différentes configurations : en **orange** tout est éteint donc la photodiode ne reçoit rien, en **noir** l'alimentation de la synthèse de fréquence est activée (mais il n'y a pas de signal appliqué en entrée de la diode), en **rouge** le VCSEL et la modulation FM 60kHz sont activés, en **bleu** l'ensemble de la synthèse de fréquence avec la modulation FSK est activé.

17. Conclusion

Un VCO BAW à 2,1 GHz a été réalisé pour l'application de la micro-horloge atomique. Ce VCO BAW montre des résultats prometteurs au niveau du bruit de phase (-64 dBc/Hz à 300 Hz de la porteuse avec une consommation de 18,2 mW) en comparaison avec les autres VCO existants pour la même application. Mais actuellement sa consommation en puissance est encore trop importante et les dimensions du circuit sont à optimiser.

Une architecture originale de la synthèse de fréquence à 4,6 GHz avec une modulation FSK pour l'application de la micro-horloge atomique a été conçue, réalisée et testée avec des performances de bruit de phase (-81dBc /Hz à 2 kHz de la porteuse) répondant aux cahiers des charges. Enfin nous avons bien validé cette architecture à base de DDS. Une stabilité de $2,5.10^{-9}$ à 1 s est obtenue avec cette architecture.

18. Bibliographie

- [1]. A. Brannon, J. Breitbarth and Z. Popovic, "A low power, low phase noise local oscillator for chip-scale atomic clocks," Proc. IEEE MTT Symp., Long Beach, CA, pp. 1535–1538, June 2005.
- [2]. A. Brannon et. al., "A Local Oscillator for Chip-Scale Atomic Clocks at NIST," Proc IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, Miami, FL pp: 443-447, June 2006.
- [3]. Jankovic, M. et. al., "Design method for low-power, low phase noise voltage-controlled oscillators," Microwave Integrated Circuit Conference,. EuMIC. European pp 199-202, Munich, Oct 2007
- [4]. J. Kitching, S. Knappe, L. Liew, P. Schwindt, V. Gerginov, V. Shah, J. Moreland, A. Brannon, J. Breitbarth, Z. Popovic, and L. Hollberg, "Chip-Scale Atomic Frequency," Reference, Proc. Institute Of Navigation Global Navigation Satellite Systems (ION GNSS) Mtg, 2005.
- [5]. J. Kitching, S. Knappe, P. Schzindt, Y. Wang, H.G. Robinson, L. Hollberg, L.Liew, J.M. Moreland, A. Brannon, J. Breithath, B. Lindseth, Z. Popovic, V. Shah, V. Gerginov, and M. Eardley, "Chip-Scale Atomic Devices," Solid State Sensors, Actuators, and Microsystems Workshop, 2006.
- [6]. R. Lutwak, et. al., "The Chip-Scale Atomic Clock – Low-Power Physics Package", Proceedings of the 36th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Systems and Applications Meeting, Washington, DC, pp. 339-354, December 7- 9, 2004.
- [7]. Lutwak, R. et. al., "The MAC- A Miniature Atomic Clock," Proc IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, Beverly, MA, pp 6-9; Aug 2005.
- [8]. Lutwak, R. et. al., "The Miniature Atomic Clock - Pre-Production Results," Frequency Control Symposium, Joint with the 21st European Frequency and Time Forum, Geneva, pp. 1327-1333; May 2007.

-
- [9]. Lutwak, R. "The Chip-Scale Atomic Clock - Recent developments," Frequency Control Symposium, Joint with the 22nd European Frequency and Time forum. IEEE International, Besancon, pp: 573-577. april, 2009.
- [10]. Humble, J.S. et. al., "A low-power 4.6 GHz VCO for Chip-Scale Atomic Clocks," IEEE International conference, Frequency Control Symposium (FCS), pp 112-115, Newport Beach, June 2010.
- [11]. S. Romisch and R. Lutwak, "Low-power, 4.6 GHz stable oscillator for CSAC," Proc. IEEE Int. Freq. Contr. Symp., Miami, FL, pp. 448-451, 2006.
- [12]. H. Yu, C-y. Lee, W. Pang, H. Zhang, A. Brannon, J. Kitching and E. S. Kim, "HBAR-based 3.6 GHz oscillator with low power consumption and low phase noise," IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., 56, (2), pp. 400-403, 2009.
- [13]. S. Knappe, V. Shah, V. Gerginov, A. Brannon, L.Hollerge, and J.Kitching, "Long-term stability of NIST chip-scale atomic clock physics packages," Proc, International Frequency Control Symposium, 2006.
- [14]. <http://www.symmetricom.com/>
- [15]. http://massey.dur.ac.uk/resources/gtpurves/gtp_thesis/AppG.pdf.
- [16]. A. Brannon, V. Gerginov, V. Shah, S. Knappe, Z. Poppovic, L. Hollberg and J. Kitching, "Self-Injection Locking of a Low-Power Microwave Oscillator by Using 4-Wave Mixing in an Atomic Vapor," Proc. International Frequency Control Symposium (FCS) and European Frequency and Time Forum (EFTF), pp. 275-278, 2007.
- [17]. V. Shah, S. Knappe, L. Hollberg and J. Kitching, "Generation of coherent population trapping resonances with nearly 100% transmission contrast," Proc. 2007 International Frequency Control Symposium (FCS) and European Frequency and Time Forum (EFTF), 275-278.
- [18]. http://www.esiee.fr/~francaio/enseignement/dsynch/I4_dsync.pdf.
- [19]. Jacques Vanier and Claude Audoin, The Quantum Physics of Atomic Frequency Standards. Bristol and Philadelphia: Adam Hilger, 1989.

Conclusion Générale et Perspective

L'objectif de cette thèse était d'étudier la conception, réalisation, caractérisation des différentes topologies d'oscillateurs à faible bruit de phase et une fréquence de synthèse pour une application de micro-horloge atomique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté le fonctionnement général, les avantages et les applications des horloges atomiques classiques et des micro-horloges atomiques. Le bruit de phase de l'oscillateur local est un des paramètres important pour réaliser les micro-horloges atomiques. C'est pourquoi nous avons étudié en détail le bruit de phase des oscillateurs : L'origine du bruit de phase dans les oscillateurs, trois modèles du bruit de phase sont étudiés : le modèles de Kurokawa, le modèles de Lesson-Cutler et le modèle de Hajimiri et Lee permettant de comprendre les méthodes d'optimisation du bruit de phase dans les oscillateurs. Nous avons détaillé aussi deux simulations du bruit de phase utilisés au sein des simulateurs de logiciel de CAO (comme par exemple Agilent ADS ou Cadence). A la fin de ce chapitre, un bilan des différentes méthodes d'optimisation de bruit de phase a été présenté et a orienté notre choix pour la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase.

Le seconde chapitre est consacré à la conception, réalisation et caractérisation des différents topologies de oscillateurs (2,1 GHz) à faible bruit de phase à base de résonateur BAW. L'oscillateur est composé de deux parties : la partie constituée du résonateur qui permet de fixer la fréquence d'oscillation et la partie active (dans notre cas RDN) pour compenser les pertes du résonateur BAW. Le résonateur BAW est choisi, parce qu'il possède un facteur de qualité élevé à haute fréquence, un faible encombrement et est compatible avec une intégration monolithique en silicium. La filière technologie BiCMOS SiGe:C 0,25 μ m chez ST-Microelectronics a été choisie, car le transistor HBT de cette filière possède une fréquence de coupure du bruit en 1/f théorique de 2 kHz. Différentes topologies d'oscillateur à faible bruit de phase ont été étudiées (base-commune, Colpitts, Colpitts différentiel et Colpitts différentiel harmonique 2). Nous avons notamment détaillé la topologie base-commune. Les oscillateurs à base-commune associés à des alimentations très faibles bruits présentent des

performances en bruit de phase à l'état de l'art ainsi que les topologies Colpitts différentielles développées par le CEA-LETI.

A la fin de ce chapitre, nous avons proposé une topologie d'oscillateur de type double Colpitts différentiel qui permet d'améliorer les performances au niveau du bruit de phase tout en présentant un encombrement très faible puisqu'elle n'utilise pas d'inductance.

Le dernier chapitre a décrit quant à lui la conception, réalisation et caractérisation d'une synthèse de fréquence pour application d'une micro-horloge atomique. Après une présentation de l'étude bibliographique sur les topologies de micro-horloge atomique existantes, nous avons proposé 4 topologies différentes de synthèse de fréquence pour notre application. Finalement, nous avons choisi une topologie à base de DDS qui permet d'obtenir de bonnes performances au niveau de la stabilité, du bruit de phase global et de la miniaturisation.

Pour valider le principe de cette nouvelle topologie, nous avons conçu un VCO BAW avec une faible plage d'accordabilité fréquentielle (utilisant les caractéristiques de "pushing" de l'oscillateur BAW base commune développé dans le chapitre 2) tout en gardant ses performances du bruit de phase. Nous utilisons des circuits commerciaux pour réaliser la synthèse de fréquence (doubleur, mélangeur réjection d'image, splitter, LNA, atténuateur variable, DDS, FPGA) permettant d'obtenir le niveau de puissance suffisant pour moduler la diode VCSEL tout en respectant le cahier des charges au niveau du bruit de phase et de la modulation.

Cette synthèse de fréquence a été couplée à une diode VCSEL, à une micro cavité atomique de césium et à un détecteur synchrone pour réaliser un prototype de micro-horloge atomique. Les mesures ont été réalisées à FEMTO. Les résultats obtenus de ce premier prototype ont permis de valider avec succès cette nouvelle topologie de synthèse de fréquence pour application de micro horloge atomique et sont très encourageants pour la suite.

Ces travaux offrent plusieurs perspectives, à savoir :

- La réalisation d'un oscillateur à base de la topologie double Colpitts différentiel à très faible bruit de phase utilisant la filière technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 μ m et à base de résonateur BAW présentant un très faible bruit de phase, une faible consommation et un très faible encombrement.

- Lors des premières mesures aucune régulation température a été utilisée. Une régulation en température et une compensation thermique du résonateur BAW permettraient d'améliorer les performances en stabilité du prototype de micro-horloge.
- Une intégration complète de la synthèse de fréquence intégrant VCO , DDS, FPGA en technologie BiCMOS SiGe.

ANNEXE

1) Partie FPGA

Principe de la programmation

Le schéma principal de programmation du FPGA est présenté sur la figure 3.24.

La définition des signaux est la suivante :

Le FPGA possède 6 entrées :

Lancement est un bouton qui permet de lancer le programme appelé lancement.

Clockin est une horloge.

sw1, sw2, sw3, sw4 sont 4 boutons qui permettent de contrôler les déphasages.

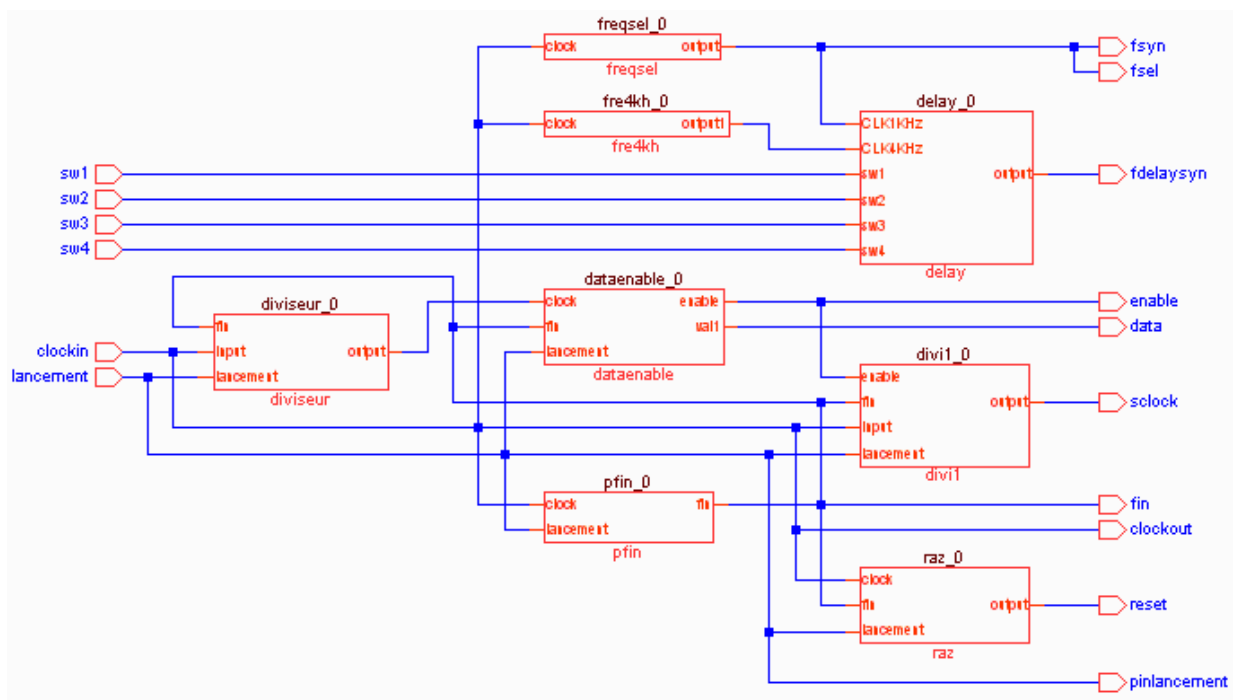


Figure 1 Schéma principal de programme de FPGA.

Le FPGA va reproduire les signaux d'entrées de la DDS et aussi certains signaux d'entrée spéciaux du détecteur synchrone pour bien démoduler le signal CPT de la micro-horloge atomique.

Dans notre cas il y a 10 signaux à créer:

Fsyn est le signal d'entrée du détecteur synchrone sans déphasage.

Fdelaysyn est le signal d'entrée du détecteur synchrone avec déphasage.

Fsel est le signal permettant de choisir deux fréquences de DDS (F1 ou F2).

Enable, data, sclock, rest sont les signaux nécessaires pour piloter DDS.

Fin est le signal qui indique la fin de la transmission de signal entre FPGA et DDS (quand la transmission est fini, Fin=1).

Clockout est une sortie permettant de récupérer le signal Clockin.

Pinlancement est une sortie permettant de récupérer le signal Lancement.

Afin de reproduire ces signaux, 8 blocs (figure 3.24) sont créés à partir d'un programme VHDL, leurs principes sont les suivants :

Pfin_0 (Fin) : Lorsqu'on va lancer le programme on va compter un certain nombre de coups d'horloge suffisamment élevés pour avoir le temps de transmettre les données. Le signal Fin se mettra par la suite à 1 indiquant la fin de la transmission finale.

Diviseur1_0 (une horloge intermédiaire) : Lorsqu'on va lancer le programme et que le temps de transmission des données n'est pas fini, on va diviser la fréquence de Clockin par 2.

Dataenable_0 (Enable et data) On charge la valeur des données codées sur 16 bits et on les transmet un par un pour avoir une transmission série. Lorsqu'on va lancer le programme et que le temps de transmission n'est pas fini, on va compter un certain nombre de coups d'horloge jusqu'à une transmission des données de 16 bits pour indiquer la fin de cette transmission.

Div1_0 (sclock): Lorsqu'on va lancer le programme et que le temps de transmission n'est pas fini, on va regarder l'état du signal Enable. Si Enable est à 0 alors on va générer le signal sclock et dans le cas contraire on l'arrête. La valeur du signal sclock est égal à la moitié du signal Clockin.

Raz_0 (reseed) : Lorsqu'on va lancer le programme et que le temps de transmission n'est pas fini, on va compter un certain nombre de coups d'horloge. On définira Reset selon ce nombre. On le laissera à 1 pendant un certain temps puis on le remettra à 0.

Freqsel_0 (fsyn , fsel) : un diviseur qui divise la signal Clockin par 75 000, si on a un signal Clockin de 20 MHz, les signaux fsyn et fsel sont de 266,7 Hz. Nous avons utilisé une horloge extérieure pour le FPGA afin de réaliser la synthèse de fréquence, la fréquence de sortie des

signaux fsyn et fsel est proche de 1 kHz. Cette fréquence est choisie afin de bien détecter le signal CPT de la micro-horloge atomique.

Fre4kh_0 et delay_0 (fdelaysyn): ces deux blocs avec le signal de sortie freqsel_o vont créer un signal à la même fréquence que fsyn, de plus ils permettent de créer un déphasage de 90° , 180° , 270° ou 369° par rapport au signal fsyn.

Un module de déphasage généré par le FPGA est programmé et leur résultat de mesure est présenté dans la figure 2. Avec différentes combinaisons des commutateurs sw1 sw2 sw3 sw4, un système de déphasage avec quatre pas (90° , 180° , 270° , 360°) est réalisé. Il nous propose une méthode de déphasage qui est intégré au FPGA pour l'application de la micro-horloge atomique, un déphasage avec un pas de quelques degrés avec une plage de 180° intégré au FPGA est envisagé pour la version 2 de la micro-horloge atomique.

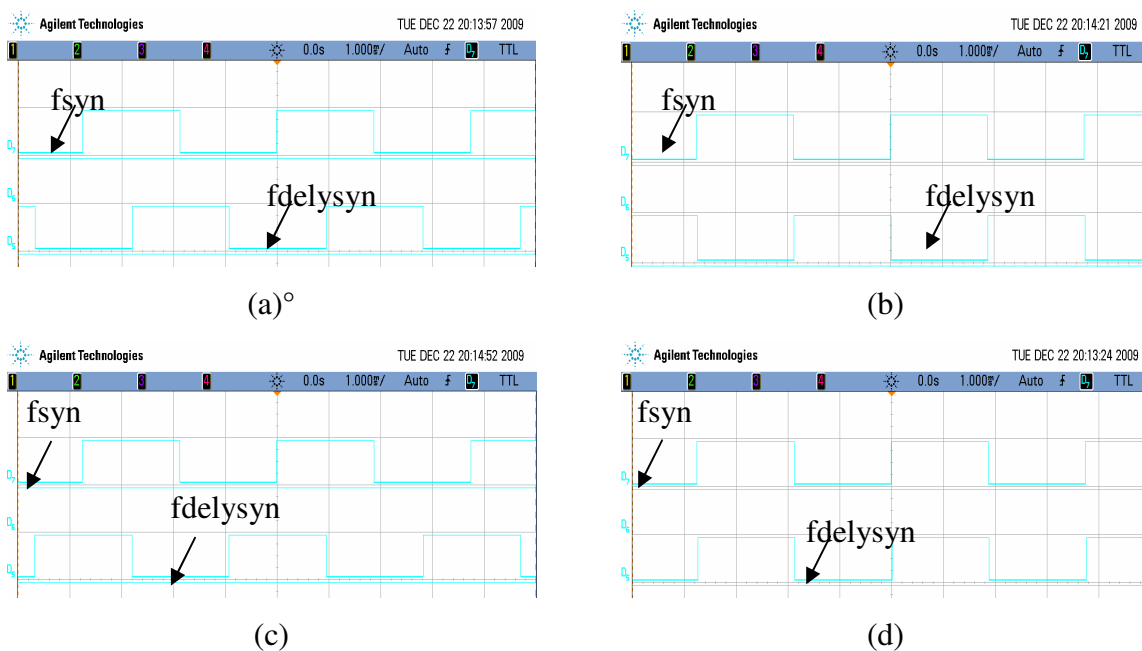


Figure 2 : Comparaison des signaux de fsyn et fdelaysyn du FPGA pour (a) : déphasage de 90° (SW1=1, SW2=0, SW3=0, SW4=0) ; (b) : déphasage de 180° (SW1=0, SW2=1, SW3=0, SW4=0) ; (c) : 270° (SW1=0, SW2=0, SW3=1, SW4=0) ; (d) : 360° (SW1=0, SW2=0, SW3=0, SW4=0).

Publication

Review international

Mingdong. LI, S. Seok, N. Rolland and P. -A. Rolland, “Design, Realization and Test of a 2.1 GHz Ultra-Low Phase Noise Oscillator Based on BAW Resonator”, Elsevier AEÜ - International Journal of Electronics and Communications, Vol. 65 (6), pp 602-607, 2011.

Mingdong LI, S. Seok, N. Rolland, P. -A. Rolland, Hassan El Aabbaoui, Emeric de Foucauld and P. Vincent “Sub-harmonic Colpitts differential oscillator based on BAW resonator”, IET Electronics Letters, Vol 47 (4), 2011.

Mingdong. LI, S. Seok, N. Rolland and P. -A. Rolland, “Design, Realization and Test of a 2.1-GHz Low- Phase-Noise Oscillator Based on BAW Resonator”, Microwave and Optical Technology Letters. Vol 53 (2), 2011.

Rodolphe Boudot, **Mingdong Li**, Vincent Giordano, Nathalie Rolland, Paul-Alain Rolland, and Pierre Vincent, “A Solid-Mounted Resonator-Oscillator-Based 4.596 GHz Frequency Synthesis”, Review of Scientific Instruments journal, in press, DOI: 10.1063/1.3567010, 2011.

Conférence internationale

Mingdong. LI, S. Seok, N. Rolland, P. -A. Rolland, Hassan El Aabbaoui, Emeric de Foucauld and P. Vincent “Comparison of Low Phase Noise Oscillators Topologies Using BAW Resonator” IEEE The European Microwave Integrated Circuits Conference Paris, pp 345-348, Sept. 2010.

Conférence francophone

Mingdong LI, N. Rolland, P. A. Rolland, P. Vincent, “Oscillateur 2 GHz à base de résonateur BAW”, Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai. 2009.

Publication surmise

Mingdong. LI, S. Seok, N. Rolland, P. -A. Rolland, Hassan El Aabbaoui, Emeric de Foucauld and P. Vincent, “Low-phase-noise oscillators based on MEMS resonator” for IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011.

RESUME

Titre : Etude et réalisation de sources stables microondes à base de résonateur BAW pour micro-horloge atomique au Césium.

Une fréquence de référence est indispensable pour un grand nombre d'applications, comme les communications numériques, les systèmes de navigation, la synchronisation des réseaux ou la distribution de puissance. Durant ces dernières années, les chercheurs s'intéressent aux micro-horloges atomiques, qui permettent de présenter une bonne stabilité en fréquence, un faible encombrement et une faible consommation. L'objectif de cette thèse a consisté à étudier différentes topologies d'oscillateur à faible bruit de phase et de synthèses de fréquence à 4.6 GHz pour une application de la micro-horloge atomique au Césium.

Afin de réaliser un oscillateur à faible bruit de phase à faible encombrement, le résonateur BAW (Bulk Acoustic Wave) a été choisi pour son coefficient qualité important, son faible volume et sa capacité d'intégration en technologie silicium (BiCMOS, CMOS). La filière technologie 0.25 μ m SiGe:C BiCMOS chez STMicroelectronics a été utilisée pour réaliser la partie active des oscillateurs, parce que les transistors de cette filière possèdent une fréquence de coupure en 1/f théorique de l'ordre de 2 kHz, ce qui permet d'obtenir d'excellentes performances en bruit de phase.

Nous avons étudié 7 topologies d'oscillateur à 2,1 GHz à faible bruit de phase présentant des performances à l'état de l'art pour certaines topologies. Une comparaison expérimentale de ces différentes topologies a confirmé les résultats théoriques. En particulier, les résultats expérimentaux ont montré que la topologie différentielle possède de meilleures performances en bruit de phase et qu'elle est moins sensible aux bruits provenant des alimentations comparées aux topologies single-ended. Enfin, une topologie Double-Colpitts-Différentiel a été proposée, car elle a permis d'obtenir théoriquement des performances en bruit de phase, en encombrement au delà de l'état de l'art.

Différentes architectures des synthèses de fréquence à 4,6 GHz ont été étudiées. Nous avons réalisé une synthèse de fréquence utilisant un circuit DDS piloté par un FPGA. Pour obtenir de bonnes performances au niveau de la pureté du spectre, différents circuits commerciaux constituant cette synthèse de fréquence ont été caractérisés finement. Finalement, l'architecture proposée a été utilisée au sein d'un dispositif complet de micro-horloge de césium. Nous avons obtenu un signal verrouillé présentant une stabilité de 2.5×10^{-9} à 1seconde.

Mots-clés : Oscillateur, bruit de phase, résonateur BAW, Kurokawa, Micro-horloge atomique.

ABSTRACT

Title: Design, realization and test of the frequency synthesis based on BAW resonator for the application of Cs Vapor Microcell Atomic Clock.

Frequency references provide the basis for a large number of applications such as digital communication, navigation systems, synchronization of networks, or power distribution. Recently, the research to develop highly miniaturized, low power chip scaled atomic clock is of great interest to us. The objective of this thesis is to study different topologies of low phase noise oscillator as well as a frequency synthesizer at 4.6 GHz for the application of Cs vapor microcell atomic clock.

In order to achieve low phase noise oscillator with small footprint, the BAW (Bulk Acoustic Wave) resonator was chosen for its high quality factor, small size and its compatibility with the BiCMOS and CMOS technologies. We used the 0.25 μ m SiGe:C BiCMOS Technology from ST Microelectronics to realize the active part of the oscillator for its low 1/f cutoff frequency (2kHz in theory) leading to excellent low phase noise performance.

We have studied 7 topologies of low-phase-noise oscillators at 2.1 GHz, which present the state of the art performances. An experimental comparison of these different topologies confirmed the theoretical results. In particular, experimental results showed that the differential topology has better performance in phase noise and is less sensitive to the noise from power supply compared to the single-ended topologies. Finally, a Double-differential-Colpitts topology was proposed, because it was theoretically possible to obtain performance beyond the state of the art in phase noise and in size.

Different architectures of frequency synthesizer at 4.6 GHz were studied. We have realized a frequency synthesizer in which a DDS controlled by a FPGA was used. To get good performance in terms of purity of the spectrum, different commercial circuits constituting the frequency synthesis were finely characterized. Finally, the proposed architecture has been used within a completed Cs vapor microcell atomic clock. We got a signal locked with a stability of 2.5×10^{-9} at 1second.

Keywords: Oscillator, low phase noise, BAW resonator, Kurokawa, Micro-atomic clock.