

Table des matières

Introduction générale	1
I Le bruit de phase des sources micro-ondes.....	3
I.1 Bruit de phase pour la détection RADAR	4
I.2 Bruit de phase dans un oscillateur	7
I.3 Conversion du bruit de phase dans un oscillateur - modèle de Leeson.....	10
I.4 Bruit de phase résiduel d'un amplificateur	14
I.4.1 Bruit blanc et bruit additif HF.....	15
I.4.2 Bruit basse fréquence ou bruit en excès.....	16
I.5 Mesure du bruit basse fréquence d'un transistor.....	18
I.6 Métrologie du bruit de phase résiduel	19
I.7 Simulation du bruit de phase	22
I.8 Etat de l'art des sources micro-ondes à haute pureté spectrale	23
I.9 Objectifs	30
I.10 Conclusion	33
I.11 Bibliographie – chapitre I	34
II Le résonateur supraconducteur	37
II.1 Théorie des supraconducteurs.	38
II.2 Le résonateur supraconducteur de l'Unité Mixte de Physique CNRS, Thales, Université Paris-Saclay	43
II.2.1 Réalisation du composant	43
II.2.2 Montée en TRL.....	44
II.2.3 Machine cryogénique.....	49
II.3 Caractérisation du résonateur.....	51
II.3.1 Modèle analytique et électrique.....	51
II.3.2 Mesure du résonateur.....	57

II.3.3	Modélisation du résonateur à l'aide de Keysight ADS.....	60
II.4	Conclusion	66
II.5	Bibliographie – chapitre 2	67
III	Amplificateur cryogénique faible bruit.....	69
III.1	Choix du transistor	70
III.2	Modélisation du transistor sous ADS.....	79
III.3	Modélisation des autres composants	87
III.4	Conception de l'amplificateur cryogénique à faible bruit de phase	91
III.5	Conclusion	102
III.6	Bibliographie – chapitre 3	103
IV	Oscillateur tout cryogénique.....	105
IV.1	Supports de test.....	106
IV.2	Analyseur de bruit de phase E4042B et FSWP26	109
IV.3	Description des éléments de la boucle d'oscillation.	110
IV.3.1	Le résonateur	110
IV.3.2	Le coupleur.....	111
IV.3.3	Le déphaseur.....	111
IV.3.4	L'amplificateur de boucle et l'amplificateur buffer	112
IV.4	Assemblage de la boucle d'oscillation	113
IV.5	Condition d'oscillation.....	116
IV.5.1	Condition de phase.....	116
IV.5.2	Condition d'amplitude.....	118
IV.6	Réalisation de l'oscillateur tout cryogénique à 1 GHz	120
IV.7	Conclusion	126
IV.8	Bibliographie – chapitre 4	127
	Conclusion générale	129

Table des figures

Figure I-1: Schéma d'un RADAR à effet Doppler.....	4
Figure I-2: Illustration de la détection RADAR de deux avions.....	5
Figure I-3: Illustration de la détection RADAR de deux avions – spectres (Voies OL, RF et IF après filtre).....	6
Figure I-4: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus	7
Figure I-5: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en amplitude et en phase.....	8
Figure I-6: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en phase.	8
Figure I-7: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en amplitude.	9
Figure I-8 : Schéma d'une boucle d'oscillation à contre réaction parallèle.	10
Figure I-9: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents facteurs de qualités (Courbe bleue : $QL=5\ 000\ 000$; Courbe rouge : $QL = 5\ 000$). Avec $f_0=1\ \text{GHz}$, niveau de bruit en $1/f = -157\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ $100\ \text{Hz}$ (amplificateur de boucle), et un plancher de bruit $PL = -167\text{dBrad}^2/\text{Hz}$	12
Figure I-10: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents niveaux de bruit en $1/f$ du transistor (Courbe rouge : $1/f = -137\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ 100Hz ; Courbe bleue : $1/f = -157\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ 100Hz ; Courbe violette - $177\text{dBrad}^2/\ \text{Hz}$ @ 100Hz) Avec $f_0=1\ \text{GHz}$, $QL = 500\ 000$, et un plancher de bruit $PL = -167\text{dBrad}^2/\text{Hz}$	13
Figure I-11: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents niveaux de plancher de bruit du transistor (Courbe rouge : $PL= -147\text{dBrad}^2/\text{Hz}$; Courbe bleue : $PL = -157\text{dBrad}^2/\text{Hz}$; Courbe violette : $PL = -167\text{dBrad}^2/\text{Hz}$) Avec $f_0=1\ \text{GHz}$, niveau de bruit en $1/f = -157\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ $100\ \text{Hz}$ (amplificateur de boucle), et $QL = 500\ 000$	13
Figure I-12: Principe de conversion du bruit basse fréquence en bruit de phase. Cas A : contribution majeure du bruit additif HF loin de la porteuse ; Cas B : contribution majeure du bruit basse fréquence converti loin de la porteuse.	15
Figure I-13: Schéma de principe d'un banc de mesure de bruit de phase résiduel.	19
Figure I-14: Schéma du banc de mesure du bruit de phase à corrélation croisées, optimisé pour 1GHz	21
Figure I-15: Recherche des conditions de facteur de qualité minimum permettant d'atteindre les objectifs de bruit de phase. Avec $f_0=1\text{GHz}$, $QL = 60\ 000$, $PL = -172\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ et bruit de phase en $1/f$ de l'amplificateur nul pour la courbe rouge et bruit de phase en $1/f = -160\text{dBrad}^2/\text{Hz}@100\text{Hz}$ pour la courbe bleue	31

Figure I-16: Recherche des conditions de bruit en $1/f$ minimum permettant d'atteindre les objectifs de bruit de phase. Avec $f_0=1\text{GHz}$, $1/f=-153\text{ dBrad}^2/\text{Hz}@100\text{Hz}$, $PL = -172\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ et $QL>5*10^8$ pour la courbe rouge et $QL=1.5*10^5$ pour la courbe bleue.....	31
Figure II-1 : Illustration de la chute à zéro de la résistance électrique d'un supraconducteur en-dessous de sa température critique.....	38
Figure II-2 : Illustration de l'effet Meissner Dans son état normal, à gauche, le matériau laisse passer le champ magnétique auquel il est soumis alors que dans l'état supraconducteur, à droite, il l'expulse totalement de son volume	39
Figure II-3 : Variation en fonction de la fréquence de la résistance de surface d'un bon métal (Cuivre) et de celle d'un supraconducteur ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$).....	42
Figure II-4 – (a) Répartition des courants dans un résonateur supraconducteur où l'un des angles droits a été remplacé par un arrondi. (b) graphique représentant le courant en fonction de la position sur la ligne supraconductrice le long d'une coupe réalisée selon le trait noir de la figure (a) – Thèse L. Kermorvant	44
Figure II-5: Procédé technologique de réalisation des circuits HTS.....	46
Figure II-6: Masque des résonateurs HTS.....	47
Figure II-7: Résonateur dans une cavité de cuivre plongé dans l'azote liquide.	48
Figure II-8: Schéma du résonateur utilisé pour les premiers tests (cavité de cuivre plongée dans l'azote).	48
Figure II-9 : Schémas du cryogénérateur.....	50
Figure II-10: Illustration de la réponse en amplitude et en phase d'un résonateur hyperfréquence.....	51
Figure II-11: Modèle électrique RLC série d'un résonateur hyperfréquence 2 ports	52
Figure II-12: Résonateur supraconducteur avec son alumine de test	57
Figure II-13: Variation des pertes de transmission dans le résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.	58
Figure II-14: Variation du facteur de qualité en charge du résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.	59
Figure II-15: Variation du facteur de qualité à vide du résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.	59
Figure II-16 : Illustration de l'effet non-linéaire dans le résonateur supraconducteur selon la puissance injectée. Deux effets des non-linéarités, pertes supplémentaire en transmission et décalage de la fréquence centrale. Le troisième effet (dégradation du facteur de qualité) induit une augmentation de la bande à 3dB du résonateur ce qui est aussi visible sur cette figure.	61
Figure II-17: Comparaison des paramètres S de transmission entre modèle et mesures du résonateur à 60K.	62
Figure II-18: Comparaison du déphasage des paramètres S de transmission entre modèle et mesures du résonateur à 60K.	63

Figure II-19: Comparaison des paramètres S de réflexion entre modèle et mesures du résonateur à 60K.	63
Figure II-20: Comparaison du déphasage des paramètres S de réflexion entre modèle et mesures du résonateur à 60K.	64
Figure III-1: Montage utilisé pour les mesures des transistors à températures cryogéniques, 80K.	71
Figure III-2 : Montage pour les mesures statiques du transistor utilisant des Tés de polarisation et des charges HF 50 Ω.	72
Figure III-3 $I_C(V_{CE})$ du BFU790.....	73
Figure III-4 $I_C(V_{CE})$ du BFP650	73
Figure III-5 : Évolution des caractéristiques statiques $I_C(V_{CE})$ pour différents I_B du BFU690F à température ambiante (300K) et basse température (80K).	74
Figure III-6 Évolution des caractéristiques statiques $I_C(V_{CE})$ pour différents I_B du NE851M13 à température ambiante (300K) et basse température (80K).	74
Figure III-7 : Banc de mesure du bruit de phase résiduel de transistors refroidi à l'azote liquide.	75
Figure III-8 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFU760 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 20\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$	75
Figure III-9 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFU790 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 26\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$	76
Figure III-10: Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFP620 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 26\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$ à température ambiante et $I_C = 11\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$ à basse température.....	76
Figure III-11 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFP650 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 30\text{mA}$ et $V_{CE} = 2V_{CE}$	77
Figure III-12: Détail du banc de test. Modifications à apporter pour bénéficier du plancher thermique à 80 K.	78
Figure III-13: Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_C(V_{CE})$ pour différentes valeurs du courant I_B à basse température (80K).	80
Figure III-14: Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_B(V_{BE})$ et $I_C(V_{BE})$ avec $V_{CE}=V_{BE}$, à basse température (80K).	80
Figure III-15 : Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_B(V_{CE})$ pour différents I_C , à basse température (80K).	81
Figure III-16: Éléments parasites ajoutés au modèle Gummel-Poon du BFP650	82
Figure III-17: Comparaison mesures-modèle des paramètre S en réflexion, à 80K.	82

Figure III-18 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S en transmission, à 80K	83
Figure III-19: Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S en transmission, à 80K	83
Figure III-20: Comparaison mesures-modèle de la puissance en sortie du BFP650 en fonction de la puissance injectée, à 1 GHz et à 80 K.....	84
Figure III-21: Comparaison mesures-modèle de la puissance des harmoniques 1 à 3 en sortie du BFP650 en fonction de la puissance injectée à 1 GHz et à 80 K	85
Figure III-22: Comparaison mesures-modèle du bruit de phase résiduel du transistor BFP650 à 1 GHz et à 80 K ($I_C = 20 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$)	85
Figure III-23 : Comparaison mesure et simulation du varactor BB837 en transmission et pour 0 V de tension de polarisation.	88
Figure III-24 : Comparaison mesure et simulation du varactor BB535 en transmission et pour 0V de tension de polarisation.	89
Figure III-25 : Circuit amplificateur avec un BFP650 sur alumine.	91
Figure III-26: Détail de la zone A, partie amplification.	92
Figure III-27 : Comparaison du bruit de phase de trois composants BFP650 à 300K fixés de différentes façons sur leurs supports.....	94
Figure III-28 : Photo de l'amplificateur faible bruit.....	95
Figure III-29 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S_{21} de l'amplificateur, $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$	95
Figure III-30 : Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S_{21} de l'amplificateur, $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$	96
Figure III-31 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S de l'amplificateur, $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$	96
Figure III-32 : Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S de l'amplificateur, $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$	97
Figure III-33 Comparaison mesures-modèle de la saturation de l'amplificateur dans le cas d'une alimentation basse impédance, à 80K, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$	97
Figure III-34 : Comparaison mesures-modèle du bruit de phase résiduel de l'amplificateur BFP650 à 1GHz, 80K, $I_C=20\text{mA}$, $V_{CE}=2\text{V}$, $P_{in}=-5\text{dBm}$	98
Figure III-35 : Mesure du bruit de phase résiduel à 1 GHz de l'amplificateur à base de BFP650 avec filtre passe-haut 40Hz. $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$, $P_e = -8\text{dBm}$	99
Figure III-36: Schéma d'un cryogénérateur avec isolations des masses.....	100
Figure III-37: Mesure du bruit de phase résiduel de l'amplificateur à base de BFP650 dans le CP5 à 1GHz, $T = 85\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$, $P_e = -8\text{dBm}$	101
Figure IV-1 : Support titane de l'oscillateur qui se fixe sur le doigt froid du cryogénérateur.	106

Figure IV-2: Schémas de test de l'oscillateur sur son support.....	107
Figure IV-3 : Schémas du circuit de test, de l'oscillateur sur son support pour "prototypes"	108
Figure IV-4: Coupleur à base de résistances.....	111
Figure IV-5: Topologie du déphaseur	112
Figure IV-6: Topologie de l'amplificateur	112
Figure IV-7: Différentes possibilités de boucles d'oscillation.....	113
Figure IV-8: Boucle d'oscillation A.....	114
Figure IV-9: Boucle d'oscillation B.....	114
Figure IV-10: Boucle d'oscillation A simplifiée.....	115
Figure IV-11: Boucle d'oscillation B simplifiée.....	115
Figure IV-12: Layout du circuit A sur son support final	117
Figure IV-13: Layout du circuit B sur son support final	117
Figure IV-14: Boucle d'amplitude théorique des circuits A (gauche) et B (droite).....	118
Figure IV-15: Simulation de la puissance dans le circuit d'oscillation A.....	120
Figure IV-16: Simulation du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation A	121
Figure IV-17: Simulation de la puissance dans le circuit d'oscillation B.....	121
Figure IV-18: Simulation du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation B	122
Figure IV-19: Photo du circuit A monté	122
Figure IV-20: Comparaison de la mesure du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation A à sa simulation. Mesure faite avec l'option de lissage à 1% et l'option de suppression de 6dB des raies parasites	123
Figure IV-21 : Modèle de Leeson du circuit A avec plancher du circuit simulé en rouge et plancher du circuit mesuré en bleue.....	124
Figure IV-22: Modèle de Leeson du circuit A avec variation du facteur de qualité.....	124
Figure IV-23: Modèle de Leeson du circuit A avec variation du bruit de l'amplificateur.....	125

Table des tableaux

Tableau I-1 : Sources de référence proches de 1 GHz et disponibles commercialement Valeurs typiques mesurées selon constructeur (ou spécifiées si « < »)	24
Tableau I-2: Sources de référence micro-ondes à température ambiante (travaux publiés) et performance équivalente à 1 GHz pour une division de fréquence théorique sans bruit ajouté	28
Tableau I-3 Sources de fréquence cryogéniques très basse température.....	29
Tableau I-4: Objectifs de bruit de phase pour l'oscillateur tout cryogénique 1GHz	30
Tableau II-1 : Résultats de mesure du résonateur à 60K.....	58
Tableau II-2: Tableau Comparaison mesures et modèle du résonateur supraconducteur à 60K	64
Tableau III-1 : Bruit de phase et gain RF à température ambiante. Le bruit de phase est mesuré à 1 GHz, composant en émetteur commun sur 50 Ω et à P_{1dB}	77
Tableau III-2 : Bruit de phase et gain RF à basse température. Le bruit de phase est mesuré à 1 GHz, composant en émetteur commun sur 50 Ω et à P_{1dB}	77
Tableau III-3 : Performances en transmission du varactor BB837 à 300 K et 80 K pour plusieurs polarisations.....	87
Tableau III-4 : Performances en transmission du varactor BB535 à 300 K et 80 K pour plusieurs polarisations.....	87

Introduction générale

La mesure du temps semble depuis toujours être une discipline nécessaire à la vie quotidienne. Cette discipline a énormément évolué au fur et à mesure des époques, mais est toujours aussi indispensable, surtout dans une société comme la nôtre où « le temps presse » et « chaque minute compte ». Si l'on y réfléchit bien, combien de fois regardons nous l'heure dans une journée. Nous voulons savoir quand se tiendra notre prochaine réunion ? Quand pourra-t-on enfin sortir ? La mesure du temps est tellement présente et utile que nous l'utilisons partout. Nous en avons besoin pour la cuisine, pour le sport et même pour nous localiser sur la terre, grâce aux systèmes GPS et pour localiser des objets, grâce aux RADAR. Cette discipline est vraiment indispensable, voilà pourquoi de nombreux chercheurs mobilisent leur temps pour pousser cette discipline encore plus loin en améliorant et innovant nos systèmes de mesures du temps et des fréquences, c'est à dire les horloges et les oscillateurs.

Ce manuscrit décrit une faible contribution à cet incroyable sujet qu'est la mesure du temps. Nous décrivons par la suite la conception et la réalisation d'un oscillateur à haute-pureté spectrale en suivant une voie technologique qui, à notre connaissance, n'a jamais été explorée : la réalisation d'un oscillateur hyperfréquence tout cryogénique à résonateur supraconducteur. Plus précisément, il s'agit d'un oscillateur hyperfréquence dont la partie active et la partie passive sont toutes les deux refroidies à 60 Kelvin.

Ce manuscrit est découpé en quatre chapitres. Le premier décrit des généralités sur les sources micro-ondes et notre objectif de travail. Le deuxième détaille la partie passive de notre oscillateur, le résonateur supraconducteur, depuis sa conception jusqu'à son utilisation dans un oscillateur, en passant par sa mesure et modélisation. Le troisième chapitre détaille l'autre moitié de l'oscillateur, la partie active, c'est-à-dire l'amplificateur cryogénique à faible bruit de phase, en partant de la sélection des composants jusqu'à la mesure de l'amplificateur refroidi. Enfin, le quatrième chapitre assemble les deux composants dans un système hybride intégré : un oscillateur tout cryogénique compact à 1 GHz. Les résultats de la mesure de ce système sont présentés et discutés.

I Le bruit de phase des sources micro-ondes

Dans tout système électronique se trouve du bruit. Un bruit électronique correspond à l'ensemble des perturbations de toute nature et de toute origine venant se superposer à un signal utile en un point quelconque de l'espace ou d'une voie de transmission. Le bruit est donc un élément gênant que nous souhaitons faire disparaître, ou tout au moins réduire à son minimum. Différents types de bruit existent et peuvent provenir de l'environnement extérieur au système (comme les ondes radio, le 50 Hz du réseau électrique ou un enfant s'amusant à taper au marteau sur notre système) ou bien du système lui-même (bruit des composants électroniques, du rayonnement ou du couplage magnétique entre les cartes, des ventilateurs de refroidissement...).

Ces bruits sont présents dans tous les systèmes électroniques mais si leurs niveaux sont assez faibles ils peuvent ne pas gêner l'utilisation principale du système. Par exemple dans le cadre d'une enceinte pour écouter de la musique, un bruit sur le signal générant des fluctuations aléatoires de tension, engendrera des grésillements au niveau de l'enceinte. Si ces fluctuations sont du même niveau que le signal émis, elles détérioreront fortement notre musique, tandis qu'avec de très faibles niveaux de bruit nous pourrions écouter tranquillement notre musique sans désagréments. Avoir de faibles niveaux de bruits est donc indispensable pour de nombreuses applications.

Nos travaux de thèse ont porté sur la réalisation d'une source hyperfréquence à haute pureté spectrale (ou faible bruit de phase). De telles sources sont nécessaires dans différents domaines, comme par exemple les systèmes de navigation (comme le système GPS) et les systèmes de métrologie du temps. Les « quartz » dont sont équipées un grand nombre de montres actuelles sont des oscillateurs connus pour leur stabilité fréquentielle. Plus l'oscillateur de la montre est stable, moins il y a besoin de la remettre à l'heure. Dans le cadre de nos travaux, la principale application visée est celle des systèmes RADAR [Chretien 2014] et le critère de stabilité de l'oscillateur porte dans ce cas sur du court terme. Nous allons maintenant détailler ce besoin.

I.1 Bruit de phase pour la détection RADAR

Développé au début du 20^{ème} siècle, le RADAR est un système permettant la détection de la vitesse et du positionnement d'objets dans un environnement contrôlé. Son principe de fonctionnement est simple : émettre une onde électromagnétique connue dans l'environnement que l'on souhaite examiner puis recevoir l'onde réfléchi et analyser les modifications qu'elle a subie. Un schéma classique d'un RADAR à effet Doppler permettant la détermination de la vitesse d'un objet mobile est présenté Fig. I.1.

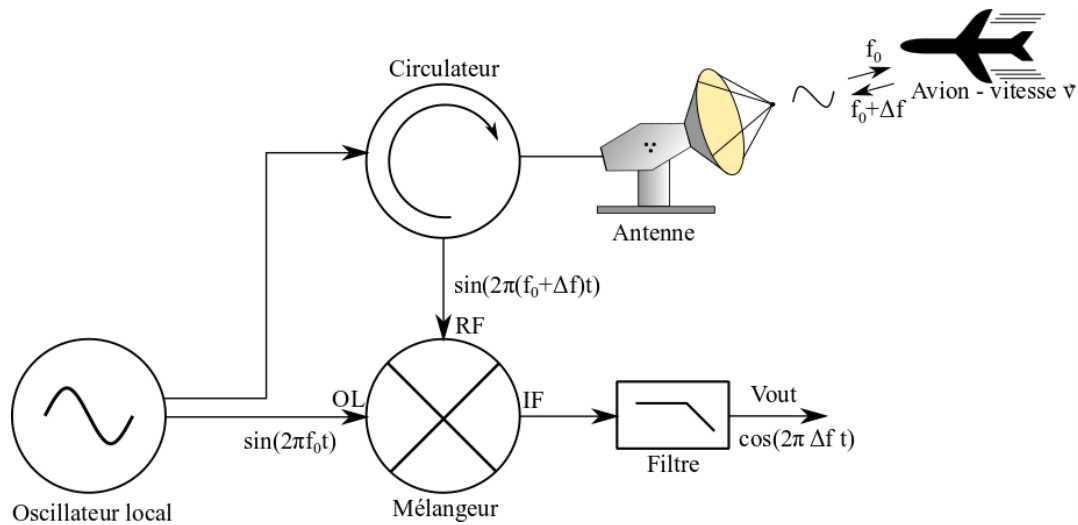


Figure I-1: Schéma d'un RADAR à effet Doppler.

Ce système génère un signal à la fréquence f_0 à l'aide d'un oscillateur local et l'émet, grâce à une antenne, en direction d'un objet (ici un avion) se déplaçant à une certaine vitesse (v en [m/s]). Cette onde va percuter l'avion et être réfléchi, puis le signal réfléchi est réceptionné par l'antenne. Il est fortement atténué en amplitude et décalé en fréquence par effet Doppler.

$$f_{\text{Réfléchié}} = f_0 \pm \Delta f \quad \text{I.1}$$

$$\Delta f = \frac{2v}{c} f_0 \quad \text{I.2}$$

Avec c la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu concerné.

Le signal reçu est ainsi récupéré (voie RF) pour être traité, il est mélangé à la fréquence émise (voie OL) afin de récupérer l'information utile : le décalage fréquentiel Δf (en Hz). Nous obtenons (voie IF) un signal de la forme (I.3) qui est par la suite filtré pour éliminer le terme à « $2f_0 + \Delta f$ » afin d'obtenir notre signal V_{OUT} à traiter.

$$\begin{aligned} V_{IF} &\approx A_{IF} \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(2\pi(f_0 + \Delta f)t) \\ &\approx A_{IF} \cdot \frac{1}{2} (\cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot t) - \cos(2\pi \cdot (2f_0 + \Delta f) \cdot t)) \end{aligned} \quad \text{I.3}$$

$$V_{OUT} \approx A_{OUT} \cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot t) \quad 1.4$$

Le radar Doppler simple suffit pour certaines applications (exemple : le contrôle de vitesse sur les routes) mais, très souvent, il est nécessaire de coupler l'information de vitesse à une information de position. Cette information de position est obtenue grâce à une modulation de l'onde émise. Il peut s'agir d'une modulation de fréquence, mais dans ce cas la discrimination vitesse-position est complexe. Plus communément, il s'agit d'une modulation temporelle : le signal micro-onde est envoyé sous la forme d'impulsions et le décalage temporel entre les impulsions émises et les impulsions reçues contient l'information de distance.

Maintenant que nous comprenons le fonctionnement d'un RADAR, nous pouvons regarder en quoi ses spécifications en bruit sont critiques. Un des éléments non présentés ci-dessus est le niveau de puissance du signal reçu. Ce niveau dépend de nombreux paramètres, la puissance émise, le gain de l'antenne, la distance entre le radar et la cible, l'affaiblissement du milieu dans lequel se propage l'onde et la surface équivalente radar de la cible. Il est courant donc d'avoir des signaux de très faibles niveaux de puissance, pouvant avoisiner le niveau de bruit du récepteur. Il est donc indispensable d'avoir un facteur de bruit (NF) très faible dans le récepteur. Le bruit de phase est quant à lui critique quand il y a plusieurs cibles ou des réflexions indésirables de l'onde émise, mais aussi dans le cas où la vitesse de l'objet est faible. En effet, un signal réel n'est jamais un Dirac pur et possède toujours un étalement spectral (illustré Fig. 1.3.a). Cet étalement peut devenir gênant en masquant certaines réflexions. Les figures 1.2 et 1.3 illustrent un scénario simplifié ce problème de détection radar avec deux avions, l'un est loin (Avion A) et l'autre proche (Avion B).

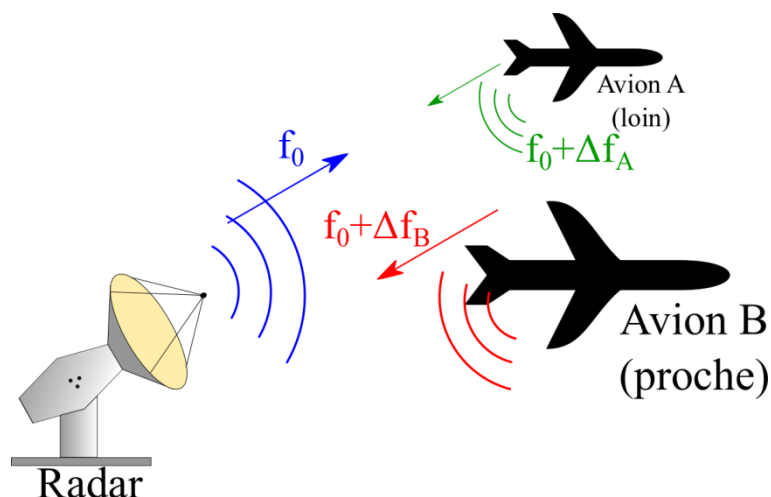


Figure 1-2: Illustration de la détection RADAR de deux avions.

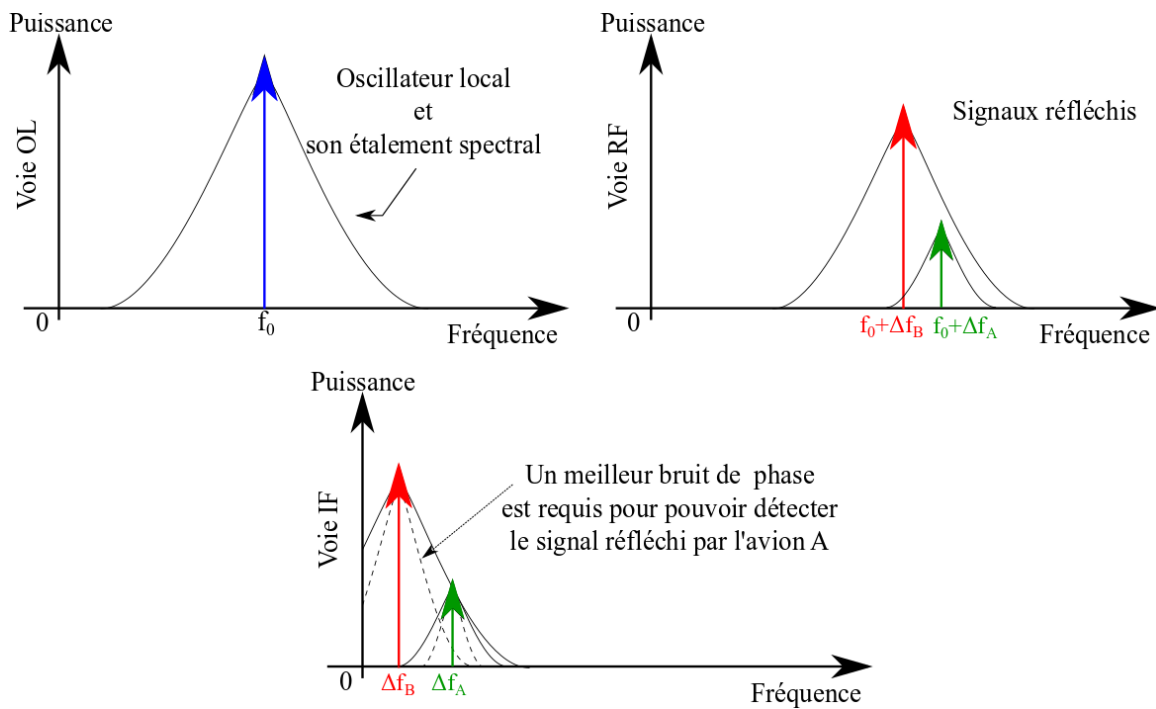


Figure I-3: Illustration de la détection RADAR de deux avions – spectres (Voies OL, RF et IF après filtre)

Ces figures nous montrent le signal sur les différentes voies de notre système radar. Notre signal sur la voie OL est envoyé par notre antenne. Il est ensuite réfléchi par nos deux avions et revient sur la voie RF. Nous pouvons déjà constater sur cette voie le problème. Le signal réfléchi par l'avion B comprend le bruit de notre OL. Il va donc masquer le signal réfléchi par l'avion A qui se trouve plus loin et qui donc est de plus faible niveau. Après le mélangeur, notre traitement ne pourra donc pas détecter l'avion A. Il est donc nécessaire d'améliorer le bruit de phase de notre oscillateur local pour la détection radar.

Afin de réduire le bruit d'un système, il faut regarder l'origine des sources de bruit. Pour le bruit lié à l'environnement d'un système, plusieurs protections peuvent être mises en place afin que ces sources de bruit soient réduites. On peut par exemple placer le système dans une cage de Faraday pour se protéger des ondes RF ou le positionner sur une table antivibratoire pour minimiser les vibrations mécaniques ou enlever le marteau des mains de l'enfant qui tape sur notre appareil ! Mais même si nous protégeons au mieux notre système du monde extérieur celui-ci aura toujours son bruit propre. Voilà pourquoi les travaux présentés dans cette thèse se focaliseront sur la réduction des bruits internes à notre système : un oscillateur hyperfréquence à haute pureté spectrale. Pour cela une conception précise du circuit et un choix des meilleurs composants doit-être réalisé.

I.2 Bruit de phase dans un oscillateur

Notre objectif principal est l'obtention de signaux à très haute pureté spectrale [Vernotte 2006], c'est-à-dire à très faible bruit de phase, en gamme micro-onde. Afin de comprendre la nature du bruit de phase d'un signal électronique, regardons tout d'abord un signal idéal. Les figures suivantes (Figure I.4 à Figure I.7) représentent des illustrations des équations mathématiques.

Un signal d'oscillateur mathématiquement parfait est un signal pouvant s'écrire :

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi ft) \quad \text{I.5}$$

A étant l'amplitude de notre signal (son unité dépendra de l'élément mesuré, par exemple, des Volts pour une tension), f étant la fréquence du signal (en Hertz) et t l'instant de la mesure (en seconde). De plus, il existe deux façons 'classiques' de représenter ce signal : soit sur un axe temporel (Fig I.4.a) soit sur un axe fréquentiel (Fig I.4.b).

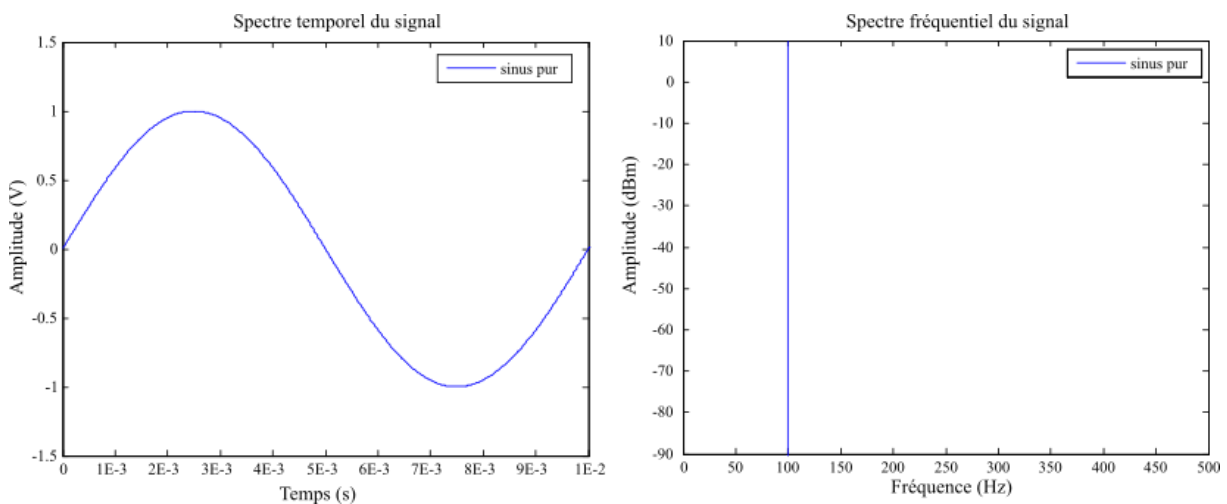


Figure I-4: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus

A ce signal, nous pouvons rajouter du bruit :

$$v(t) = A \cdot (1 + \Delta A) \cdot \sin(2\pi ft + \Delta\phi) \quad \text{I.6}$$

ΔA correspondant au bruit d'amplitude et $\Delta\phi$ au bruit de phase.

Graphiquement :

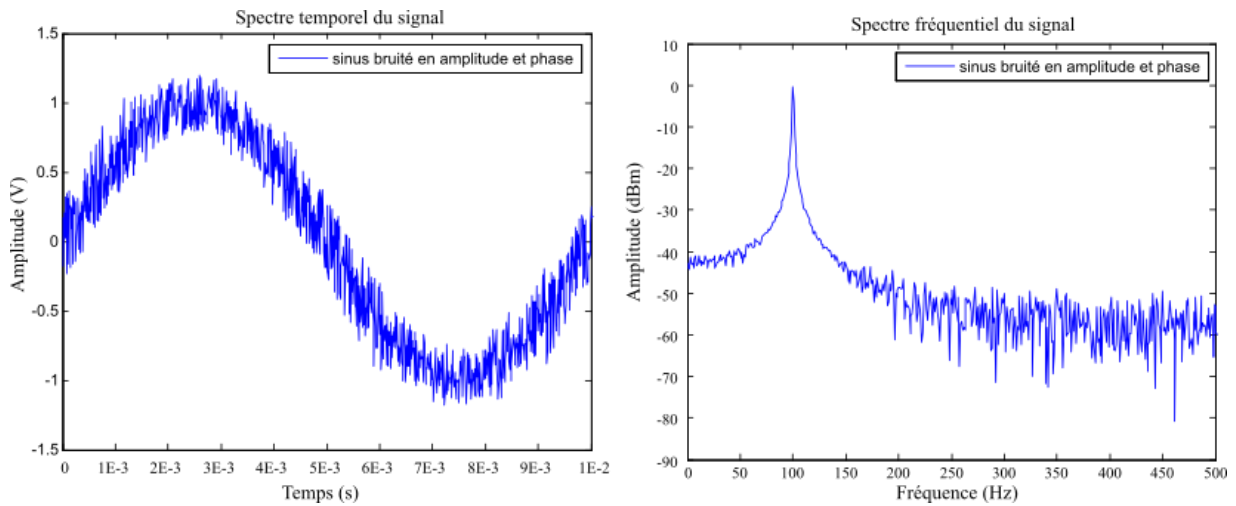


Figure I-5: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en amplitude et en phase.

Séparons maintenant les deux types de bruit. Le bruit de phase seul (équation I.7) conduit à la représentation de la figure I.6. Le bruit d'amplitude seul (équation I.8) conduit à la représentation de la figure I.7.

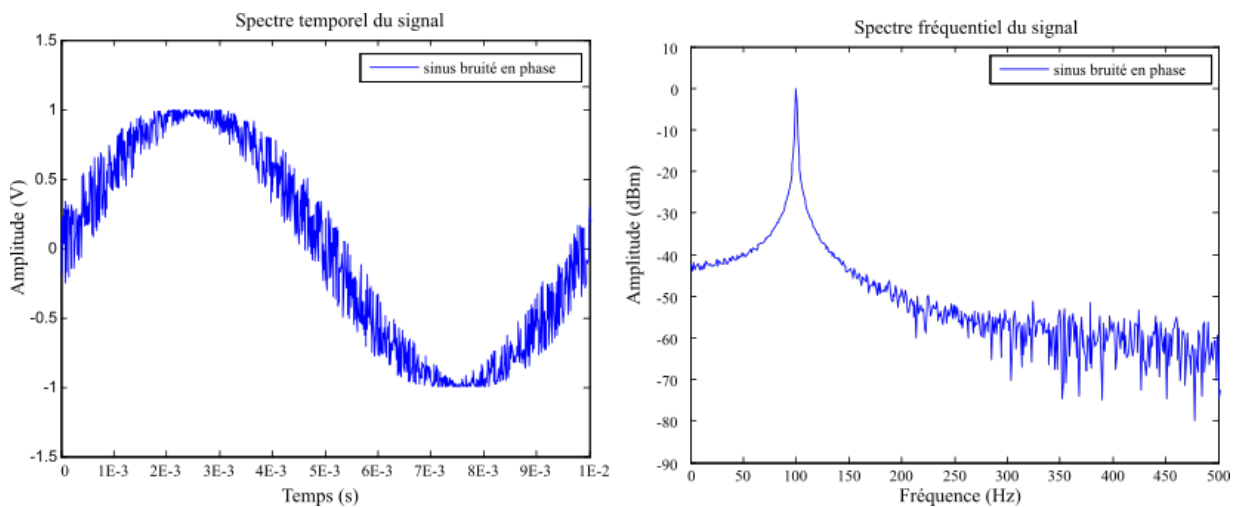


Figure I-6: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en phase.

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi ft + \Delta\phi)$$

I.7

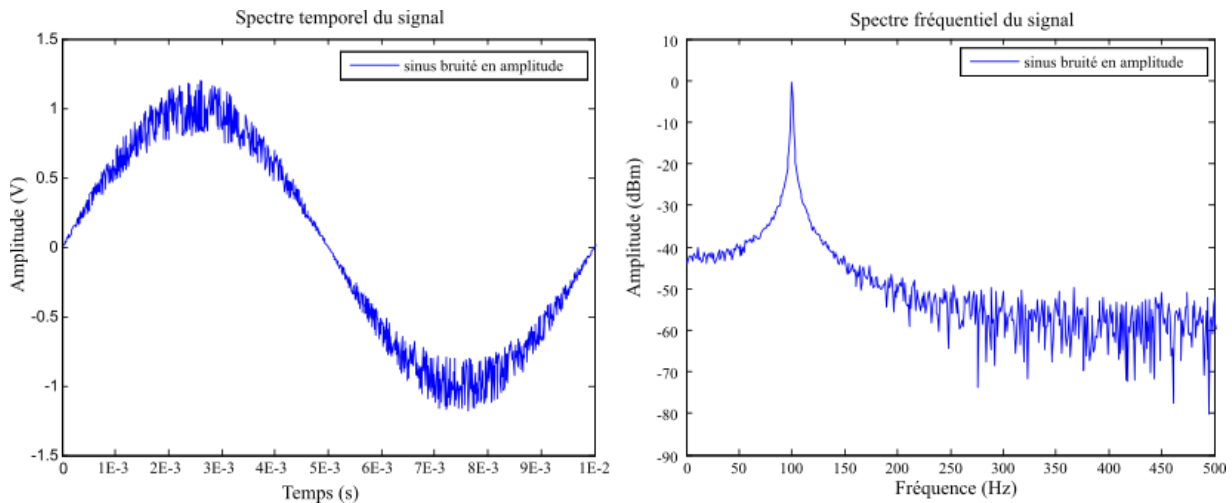


Figure I-7: Représentation temporelle et spectrale d'une fonction sinus bruitée en amplitude.

$$v(t) = A \cdot (1 + \Delta A) \cdot \sin(2\pi ft) \quad 1.8$$

Comme on peut le voir sur les figures I.6 et I.7, ces deux types de bruits génèrent des signaux très différents d'un point de vue temporel. Toutefois, d'un point de vue fréquentiel, il est difficile de les différencier. Leurs contributions vont même s'ajouter pour donner le bruit total d'un signal.

Par la suite, nous nous intéresserons principalement au bruit de phase. En effet, le bruit d'amplitude peut être relativement aisément contrôlé par un étage limiteur. Par contre, le bruit de phase d'un oscillateur provient de phénomènes intrinsèques à la boucle d'oscillation et est plus complexe à minimiser. Il s'agit d'ailleurs plutôt d'une fluctuation de fréquence que d'une fluctuation de phase, du moins dans la bande passante du résonateur servant à stabiliser l'oscillation. Un modèle approché mais rendant bien compte du phénomène de conversion de fluctuations de phase en fluctuations de fréquence dans une boucle d'oscillation est celui de Leeson [Leeson 1966].

I.3 Conversion du bruit de phase dans un oscillateur - modèle de Leeson

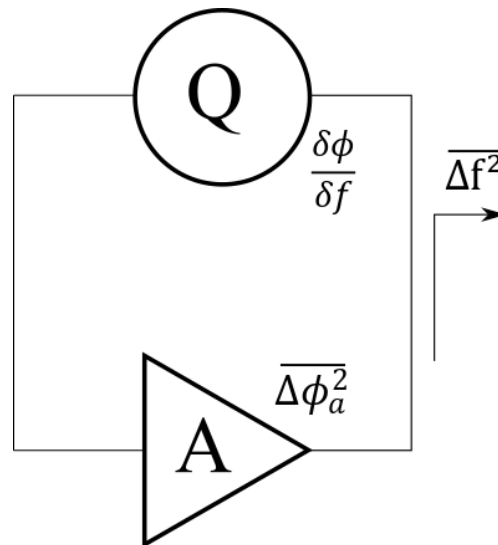


Figure I-8 : Schéma d'une boucle d'oscillation à contre réaction parallèle.

Pour mieux comprendre le phénomène de bruit des oscillateurs, regardons plus en détail le modèle proposé par Leeson [Leeson 1966]. Une boucle d'oscillation à contre réaction parallèle est présentée Fig. I.8. Leeson décrit, pour cette boucle, la fluctuation de fréquence en sortie comme conséquence de la fluctuation de phase dans l'amplificateur. La somme des perturbations de phase sur un tour de boucle doit être nulle pour vérifier la condition d'oscillation, ce qui conduit à :

$$\left(\frac{\delta\phi}{\delta f}\right)^2 \overline{\Delta f^2} + \overline{\Delta\phi_a^2} = 0 \quad \text{I.9}$$

$$\Leftrightarrow \overline{\Delta f^2} = \left(\frac{\delta f}{\delta\phi}\right)^2 \overline{\Delta\phi_a^2} \quad \text{I.10}$$

Nous utilisons la notion de densité spectrale que nous assimilons à la fluctuation moyenne de la fréquence ou de la phase au carré, ce qui permet de relier simplement la relation de Leeson à une approche de type petites perturbations et donne un sens physique clair à cette formule. $\overline{\Delta f^2}$ représente donc ici la densité spectrale de fluctuation de fréquence de l'oscillateur en [Hz²/Hz], $\overline{\Delta\phi_a^2}$ la densité spectrale de fluctuation de phase l'amplificateur en [rad²/Hz] et $\left(\frac{\delta f}{\delta\phi}\right)$ le terme de stabilité du résonateur (pente phase/fréquence à la résonance). L'équation (I.10) illustre le processus de conversion de bruit de phase de l'amplificateur en bruit de fréquence de l'oscillateur. On peut donc exprimer le bruit de phase simple bande de l'oscillateur ($L(f)$ en [dBc/Hz]) à partir du bruit de phase de l'amplificateur :

$$L(f_m) = 10 \cdot \log\left(\frac{\overline{\Delta f^2}}{2f_m^2}\right) \quad 1.11$$

$$L(f_m) = 10 \cdot \log\left(\frac{\overline{\Delta f^2}}{f_m^2}\right) - 3 \quad 1.12$$

$$L(f_m) = 20 \cdot \log\left(\frac{\delta f}{\delta \phi} \cdot \frac{1}{f_m}\right) + 10 \cdot \log(\overline{\Delta \phi_a^2}) - 3 \quad 1.13$$

Attention, cette équation ne prend pas en compte le plancher de bruit dans la boucle qui est imposé par le bruit de l'amplificateur non-converti en bruit de fréquence. Au final, le bruit de phase total peut être calculé en additionnant ces deux composantes de bruit :

$$L(f_m) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\overline{\Delta f^2}}{f_m^2} + \overline{\Delta \phi_a^2}\right)\right) \quad 1.14$$

$$\Leftrightarrow L(f_m) = 10 \cdot \log\left(1 + \left(\frac{\delta f}{\delta \phi} \cdot \frac{1}{f_m}\right)^2\right) + 10 \cdot \log(\overline{\Delta \phi_a^2}) - 3 \quad 1.15$$

Afin d'explicitier le terme $\left(\frac{\delta f}{\delta \phi}\right)$ provenant du résonateur, nous supposons que notre résonateur peut se modéliser comme un filtre passe bande de la forme :

$$H(f) = \frac{H_0}{1 + j \cdot Q_L \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad 1.16$$

f_0 étant la fréquence centrale et Q_L étant le coefficient de qualité en charge du résonateur. Le module et la phase à la traversée du résonateur s'expriment donc par :

$$|H(f)| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \quad 1.17$$

$$\arg(H(f)) = -\arctan\left(Q_L \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right) \quad 1.18$$

Ce qui nous permet de calculer le terme de stabilité de phase :

$$\frac{\delta \phi}{\delta f} = -\frac{Q_L \left(\frac{1}{f_0} + \frac{f_0}{f^2}\right)}{1 + Q_L^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2} \quad 1.19$$

Et dans le cas où la boucle d'oscillation fait bien 2π , c'est-à-dire que l'oscillation est ajustée à la fréquence centrale du filtre, nous obtenons :

$$\frac{\delta f}{\delta \phi} = \frac{f_0}{2Q_L} \quad 1.20$$

Au final, l'expression de Leeson peut s'écrire :

$$L(f_m) = 10 \cdot \log \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Q_L} \cdot \frac{1}{f_m} \right)^2 \right) + 10 \cdot \log(\overline{\Delta\phi_a^2}) - 3 \quad 1.21$$

Le grand avantage de ce modèle est que l'ensemble des paramètres le constituant peuvent être déterminés en boucle ouverte. Le terme $\overline{\Delta\phi_a^2}$ est obtenu grâce à des mesures de bruit de phase résiduel de l'amplificateur (en [dBrad²/Hz]) et le terme $\left(\frac{\delta f}{\delta\phi}\right)$ par une caractérisation indépendante du résonateur. Voilà pourquoi nous allons détailler par la suite (Chapitre 2 et 3) ces deux éléments.

Nous pouvons également observer les effets de ces deux paramètres graphiquement. Le bruit de l'amplificateur étant généralement un bruit en 1/f associé à un plancher de bruit indépendant de la fréquence, le bruit en 1/f sera converti en 1/f³ par le résonateur près de la porteuse. La figure I.9 nous montre l'effet Leeson sur le bruit de l'oscillateur en fonction de différents facteurs de qualité pour $f_0 = 1$ GHz. Pour les figure I.9 a I.11, le bruit de phase est représenté à l'aide d'asymptotes pour mieux comprendre les phénomènes de conversions.

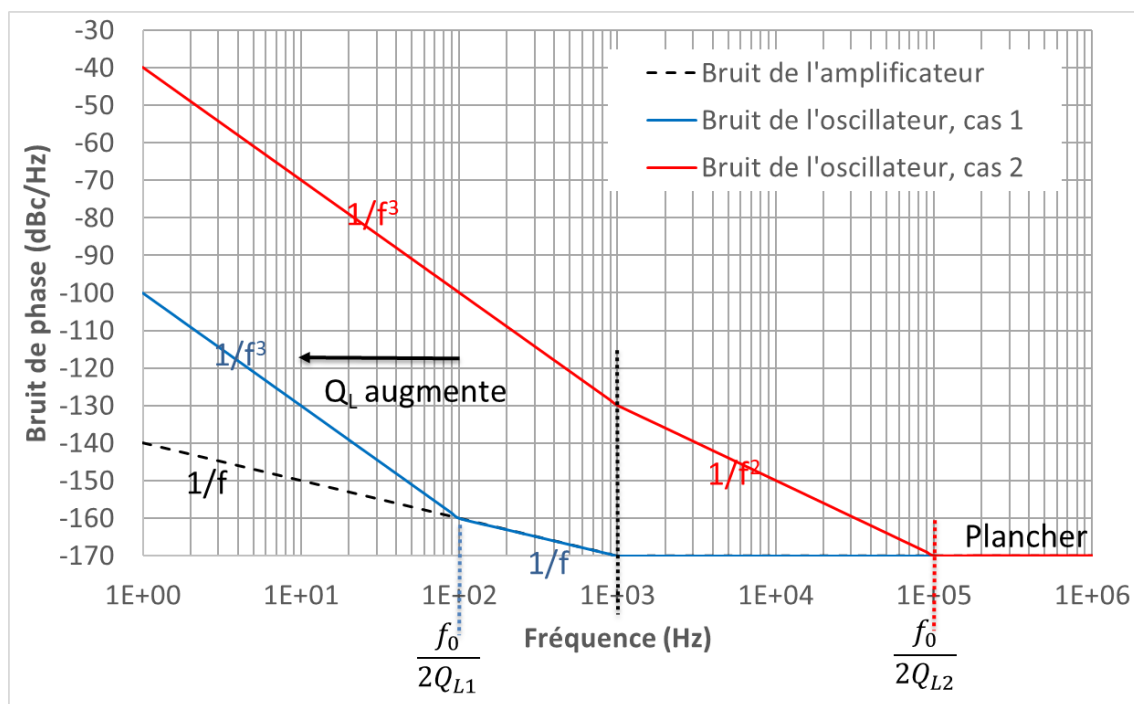


Figure I-9: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents facteurs de qualités (Courbe bleue : $Q_L=5\ 000\ 000$; Courbe rouge : $Q_L = 5\ 000$). Avec $f_0=1$ GHz, niveau de bruit en 1/f = -157dBrad²/Hz @ 100 Hz (amplificateur de boucle), et un plancher de bruit PL = -167dBrad²/Hz.

On pose :

$$f_c = \frac{f_0}{2Q_L} \quad 1.22$$

Par la suite nous caractériserons le résonateur par son facteur de qualité en charge (Q_L), ce qui nous donnera sa fréquence de coupure (f_c) et donc la contribution du résonateur sur le

bruit de phase. D'autre part, nous caractériserons le bruit de l'amplificateur par son plancher de bruit de phase (PL) et le niveau à 100 Hz de la porteuse du bruit de phase en $1/f$. L'effet du bruit en $1/f$ de l'amplificateur est montré Fig. I.10 et l'effet du plancher de bruit en Fig. I.11.

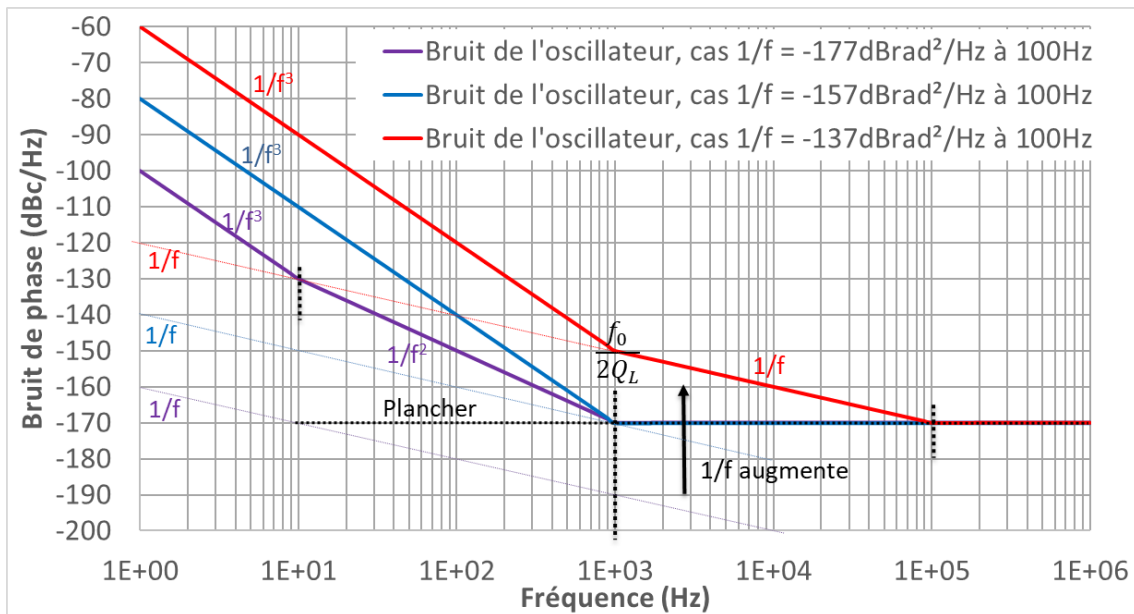


Figure I-10: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents niveaux de bruit en $1/f$ du transistor (Courbe rouge : $1/f = -137\text{dBc}^2/\text{Hz}$ @ 100Hz ; Courbe bleue : $1/f = -157\text{dBc}^2/\text{Hz}$ @ 100Hz ; Courbe violette $-177\text{dBc}^2/\text{Hz}$ @ 100Hz) Avec $f_0=1\text{ GHz}$, $Q_L = 500\ 000$, et un plancher de bruit $PL = -167\text{dBc}^2/\text{Hz}$.

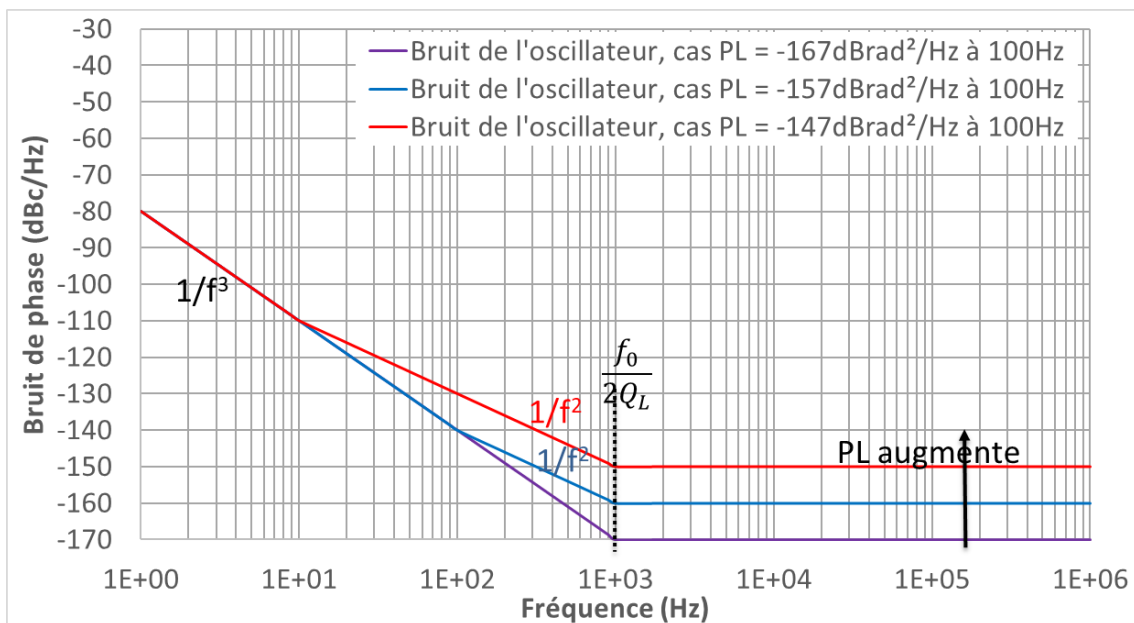


Figure I-11: Illustration du phénomène de conversion du bruit de phase dans une boucle d'oscillation (Equ.I.21) pour différents niveaux de plancher de bruit du transistor (Courbe rouge : $PL = -147\text{dBc}^2/\text{Hz}$; Courbe bleue : $PL = -157\text{dBc}^2/\text{Hz}$; Courbe violette : $PL = -167\text{dBc}^2/\text{Hz}$) Avec $f_0=1\text{ GHz}$, niveau de bruit en $1/f = -157\text{dBc}^2/\text{Hz}$ @ 100 Hz (amplificateur de boucle), et $Q_L = 500\ 000$.

I.4 Bruit de phase résiduel d'un amplificateur

Afin de pouvoir réaliser un oscillateur à faible bruit de phase, nous avons besoin de comprendre les mécanismes liés au bruit de l'amplificateur. On appelle bruit électrique toutes les perturbations qui se superposent au signal utile. Nous parlons de bruit de phase résiduel quand ces perturbations génèrent une fluctuation de la phase du signal utile. Dans le cadre d'un amplificateur, l'élément générant la plus grande contribution de bruit de phase lors du passage d'un signal est l'élément actif, c'est-à-dire le transistor. Pour les transistors, différents types de bruits ont été observés [Van der Ziel 1986, Plana 1993]. Ces phénomènes peuvent être regroupés en deux catégories : les bruits en excès et les bruits blancs. Un bruit blanc est un bruit indépendant de la fréquence tandis qu'un bruit en excès présente une dépendance en fréquence qui le caractérise (souvent proche du $1/f$) et une fréquence de coupure de ce bruit avec le plancher de bruit blanc. Ces bruits proviennent de mouvements désordonnés d'électrons, comme des phénomènes de piégeage-dépiégeage, qui conduisent à faire fluctuer lentement le nombre de porteurs disponibles pour la conduction. On peut traduire ces effets par des fluctuations de courant ou de tension. Ces bruits sont réunis dans la famille des bruits basse fréquence (bruits BF). Ils apparaissent fondamentalement dans une gamme allant de quelques Hertz à quelques Mégahertz. Dans le cas d'un circuit non-linéaire, ils sont également transposés au voisinage de la fréquence porteuse RF par des processus de modulation ou de mélange de fréquence. L'amplitude de ces bruits transposés à haute fréquence suit l'amplitude de la porteuse. On dit qu'il s'agit de bruits multiplicatifs, par opposition aux contributions de bruit directement ajoutées au signal RF comme le bruit thermique haute fréquence. On a donc, au voisinage de la porteuse RF, deux contributions en bruit très différentes : un bruit multiplicatif provenant des basses fréquences et un bruit additif haute-fréquence.

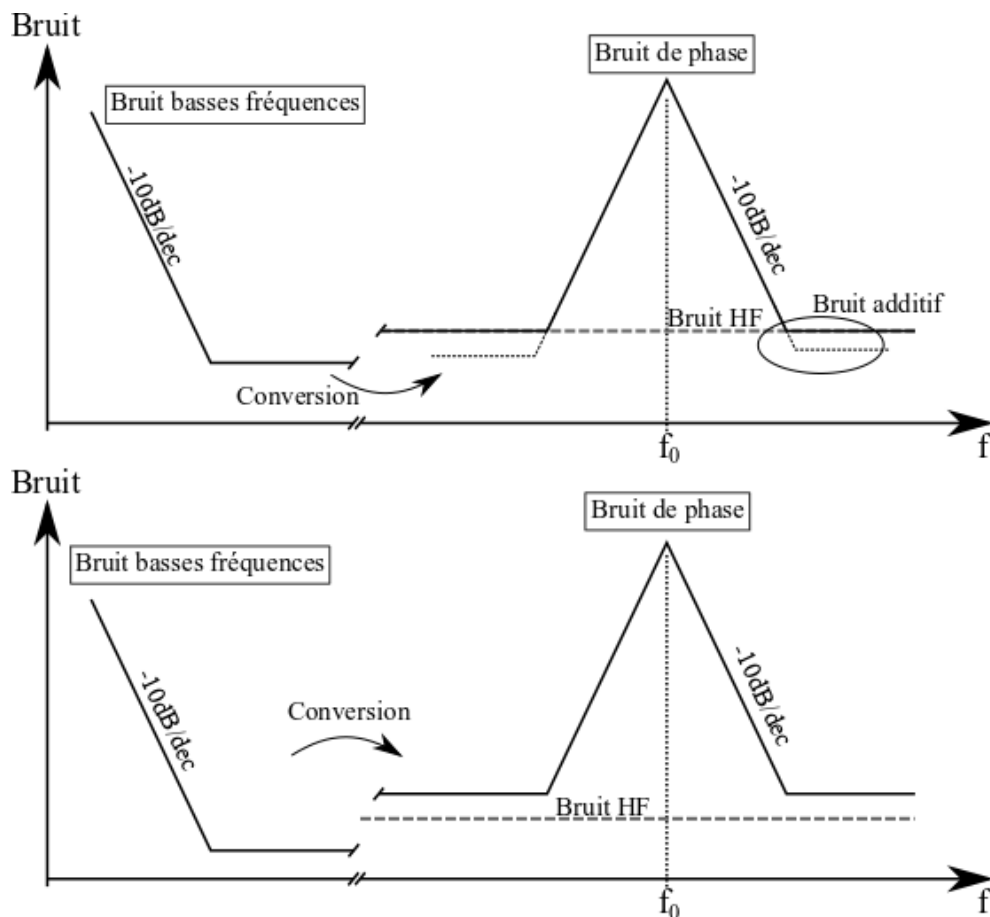


Figure I-12: Principe de conversion du bruit basse fréquence en bruit de phase. Cas A : contribution majeure du bruit additif HF loin de la porteuse ; Cas B : contribution majeure du bruit basse fréquence converti loin de la porteuse.

Ces deux familles de bruits interagissent ensemble autour de la fréquence de porteuse comme représenté sur la figure I.12. Généralement dans le cadre des oscillateurs à faible bruit de phase, un travail d'optimisation est réalisé afin de minimiser le phénomène de conversion et le bruit additif HF devient la contribution majeure au bruit de phase loin de la porteuse (cas A). Nous nous focaliserons donc sur ce type de bruit pour évaluer la performance de l'oscillateur loin de la porteuse.

I.4.1 Bruit blanc et bruit additif HF

Le bruit additif HF se superpose au bruit BF converti autour de la porteuse. Quelle que soit l'origine physique de ce bruit, cette contribution au bruit de phase peut être décrite à l'aide du facteur de bruit de l'amplificateur (F), de la puissance micro-onde en entrée du transistor (P_{inj} en [W]), du coefficient de Boltzmann ($k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$) et de la température du système (T en [K]).

$$S_{\phi_{additif}} = \frac{F k_B T}{P_{inj}} \quad 1.23$$

Il faut prendre garde toutefois au fait que le facteur de bruit en régime non-linéaire diffère du facteur de bruit en régime linéaire [Cibiel 2004b], ne serait-ce que par le fait de la compression en gain du transistor en fort signal. S'il est estimé à partir du facteur de bruit linéaire, le bruit additif HF est largement minimisé.

Dans une modélisation électrique complète du composant, la notion de facteur de bruit n'est toutefois pas utile. Le bruit additif HF sera décrit par les deux sources principales qui sont à son origine : le bruit de grenaille (ou Schottky) et le bruit thermique.

Le bruit thermique est un bruit lié à l'agitation thermique des porteurs. Cette agitation thermique induit un mouvement d'électron et donc un courant, lequel se transforme en tension dans un barreau résistif. Ce bruit est aussi présent en absence de champ électrique et est considéré comme le bruit minimum généré par un composant. Il est mesurable aux bornes d'une résistance vraie (mais il ne peut être associé à une résistance équivalente) et sa densité spectrale est directement proportionnelle à la température. Plus précisément, la densité spectrale en tension de ce bruit aux bornes d'une résistance (R en $[\Omega]$), peut être calculé grâce à la formule suivante :

$$S_{V_{thermique}} = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \quad 1.24$$

Le bruit de grenaille est quant à lui généré par le passage du courant à travers une barrière de potentiel, comme en possèdent les diodes et les transistors. Sa densité spectrale est donnée par l'équation (1.25), où q représente la charge électrique élémentaire en $[C]$ et I le courant de polarisation en $[A]$.

$$S_{Ig} = 2 \cdot q \cdot I \quad 1.25$$

On notera également que le bruit blanc existe à basse fréquence et peut être converti vers les hautes fréquences, tout comme le bruit basse-fréquence, par les non-linéarités du circuit. Toutefois, la conversion du bruit blanc basse fréquence reste généralement faible devant la contribution de type additif de ce bruit à haute fréquence. Le plancher de bruit de phase loin de la porteuse sera donc principalement de nature additive et subira des variations importantes en fonction du niveau du signal. Un oscillateur à forte puissance de sortie aura un meilleur bruit de phase plancher loin de la porteuse qu'un oscillateur à faible puissance.

I.4.2 Bruit basse fréquence ou bruit en excès

Les deux principales sources de bruit en excès sont le bruit de génération-recombinaison (G-R) et le bruit de scintillation en $1/f$. D'autres sources de bruit ont aussi été mises en évidence [Van der Ziel 1986] mais quand les procédés technologiques sont suffisamment

matures, ils ont un effet très faible, voire plus aucun effet. De même, lorsque la technologie des composants est bien stabilisée, le bruit G-R tend à disparaître et seul le bruit en $1/f$ est visible à basse fréquence (c'est le cas de nombreux transistors bipolaires à homojonction sur silicium).

Le bruit de G-R est lié aux fluctuations du nombre de porteurs, induites par des défauts de cristallographie créant des trous (ou centres recombinants) qui génèrent des pièges d'énergie. Ces pièges vont, en fonction de leurs états d'occupations faire fluctuer le courant qui traverse le semiconducteur. Ils sont caractérisés par des fréquences de capture spécifiques, qui dépendent de la nature du défaut. Suivant les cas et les technologies, un type de piège est prépondérant (et une fréquence apparaît majoritairement sur le spectre de bruit) ou plusieurs types de pièges sont actifs et les fréquences de piégeage-dépiégeage conduisent à un spectre plus complet. De manière générale, la densité spectrale du bruit de G-R s'exprime pour n types de pièges différents par :

$$S_{G-R} = \sum_{i=1}^n \frac{\frac{C_i}{f_{Ci}}}{1 + \left(\frac{f}{f_{Ci}}\right)^2} \quad 1.26$$

Où chaque type de piège i est caractérisé par une fréquence de coupure (f_{Ci} en [Hz]) et une amplitude (C_i en [V^2]). Selon les matériaux utilisés et la maturité de la technologie, ce bruit est plus ou moins présent.

En ce qui concerne le bruit en $1/f$, on le retrouve dans tous les dispositifs actifs et son origine est encore controversée. En effet, on ne l'observe pas seulement dans les dispositifs électroniques, mais également dans le battement cardiaque, le bruit sismique, les oscillations de la Terre... Il est très reconnaissable car il évolue inversement proportionnellement à la fréquence, d'où son nom. Dans les composants électroniques on suppose que son origine est liée à la fluctuation du nombre de porteurs de charges, ou à la fluctuation de la mobilité de ces porteurs ou les deux à la fois. Il est proportionnel au carré du courant et on décrit généralement sa densité spectrale par (1.27) où I représente le courant de polarisation en ampères et α est un coefficient lié à la densité de porteurs libres et aux dimensions du dispositif semi-conducteur.

$$S_{1/f} = \frac{I^2 \alpha}{f} \quad 1.27$$

Maintenant que nous avons présenté les différents types de sources de bruit pouvant être présentes dans un composant à semiconducteur, nous allons voir comment caractériser ces sources et leur effet sur le bruit de phase.

I.5 Mesure du bruit basse fréquence d'un transistor

Les sources de bruit associées à un transistor sont classiquement mesurées en évaluant le bruit du composant sur l'électrode de sortie, c'est-à-dire celle où on peut bénéficier du gain naturel du composant (drain pour un transistor à effet de champ, collecteur pour un transistor bipolaire). On mesure ainsi le bruit en courant en sortie en fonction de différentes charges présentées en entrée [Bary 2001], ainsi que le gain du composant. Cette mesure est effectuée en mesurant les fluctuations de tension sur la charge de sortie. Compte tenu du gain naturel du transistor, aucun amplificateur n'est nécessaire si le signal est observé sur un analyseur de spectre FFT présentant une bonne sensibilité (plancher de bruit en tension de $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, dans notre cas). Une telle approche permet l'obtention d'un modèle équivalent en bruit avec une source de bruit en tension et une source de bruit en courant localisées en entrée du composant (sur la base, pour un transistor bipolaire en émetteur commun), ces deux sources pouvant être corrélées.

Une deuxième approche consiste à mesurer simultanément les fluctuations de courant en entrée et en sortie du transistor [Bary 2001] à l'aide de deux amplificateurs transimpédance. Cette approche est plus adaptée lorsque le bruit à caractériser est effectivement un bruit en courant en entrée du composant. Pour un transistor bipolaire, le bruit en $1/f$ majoritaire est effectivement le bruit en courant qui traverse la jonction base-émetteur. Il est donc aisé, par cette méthode, d'accéder aux paramètres de bruit du transistor nécessaires pour un modèle de type « SPICE ».

Nous verrons cependant que l'influence du bruit en courant de base sur le bruit de phase peut être minimisée en utilisant une alimentation basse impédance [Llopis 1996, Cibiel 2003]. Dans ce cas, c'est le bruit en tension sur la base qui devient prépondérant (il peut néanmoins être partiellement corrélé au bruit en courant). Pour accéder à cette composante de bruit, une mesure du gain du transistor et du bruit en courant en sortie (bruit de collecteur) est suffisante. C'est cette approche que nous avons privilégié pour nos modèles. Toutefois, le bruit en tension seul ne suffit pas à modéliser correctement le bruit de phase. Celui-ci évolue en effet en fonction du comportement non-linéaire du composant [Gribaldo 2008]. Il sera donc nécessaire de mesurer le bruit du composant en présence du signal micro-onde. Une autre technique peut consister à ajuster le niveau de cette source de bruit pour retrouver, dans un cas simple, le niveau mesuré du bruit de phase résiduel du transistor seul pour un point de compression donné du composant. Nous avons par la suite utilisé alternativement ces deux techniques pour élaborer notre modèle.

I.6 Métrologie du bruit de phase résiduel

Par définition le ‘bruit de phase résiduel’ ou ‘bruit de phase en boucle ouverte’ d’un quadripôle est le bruit de phase ajouté par ce quadripôle lorsqu’il est traversé par un signal micro-onde. Nous avons donc besoin de soumettre nos dispositifs (transistors, amplificateurs...) à une fréquence microonde et d’évaluer la dégradation du signal injecté. Or, comme le signal utilisé n’est pas parfait, il possède lui aussi son propre bruit qui est souvent supérieur au bruit du quadripôle près de la porteuse. De plus, l’ensemble des éléments qui constitueront notre banc de test peuvent également ajouter des termes de bruit supplémentaires. Il faudra donc réduire au mieux toutes ces contributions en bruit.

Heureusement l’excellent travail de nombreux chercheurs a permis la conception de bancs de test permettant de minimiser voire d’annuler les effets des différents éléments constituant le banc afin de n’observer que le bruit d’un système sous test.

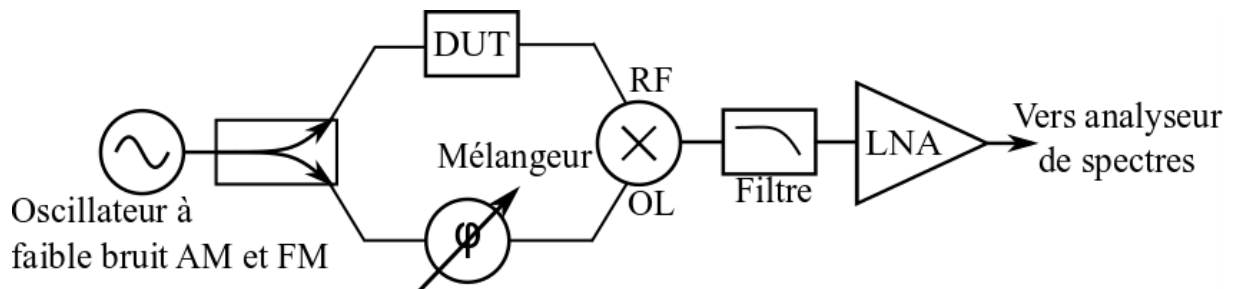


Figure I-13: Schéma de principe d’un banc de mesure de bruit de phase résiduel.

La Fig. I.13 nous montre la topologie la plus classique pour un banc de mesure de bruit de phase. Il est basé sur la détection de phase réalisée grâce à un mélangeur faible bruit fonctionnant en quadrature (Voie RF et voie OL déphasées de $\pm 90^\circ$). Ce montage permet de comparer la phase du signal traversant le quadripôle sous test (DUT sur la voie RF) à notre signal de référence (voie OL). Comme il s’agit d’une comparaison à la voie de référence, le bruit propre de l’oscillateur est éliminé, du moins dans une certaine proportion. Les équations des différentes voies explicitant le principe de fonctionnement sont présentées ci-dessous.

$$V_{RF}(t) = A_1 \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_{RF}) \quad 1.28$$

$$\begin{aligned} V_{OL}(t) &= A_2 \cdot \sin\left(2\pi f_0 t + \phi_{OL} \pm \frac{\pi}{2}\right) \\ &= A_2 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_{OL}) \end{aligned} \quad 1.29$$

Avec ces équations, nous pouvons calculer le produit des signaux sur la voie IF à une constante K près (I.3). Sachant que nous filtrons les hautes fréquences afin de ne garder que la composante basse fréquence (I.31). De plus, quand le banc est bien équilibré, $\phi_{RF} - \phi_{OL}$ est proche de zéro. Nous pouvons donc approximer notre signal par l’équation (I.32). k_ϕ étant le

coefficient représentant la sensibilité en phase du mélangeur suivant ses conditions d'utilisation.

$$V_{IF} = \frac{1}{2} \cdot K \cdot A_1 \cdot A_2 \{ \sin(4\pi f_0 t + \phi_{RF} + \phi_{OL}) + \sin(\phi_{RF} - \phi_{OL}) \} \quad 1.30$$

$$V_{IF \text{ après filtre}} = k_\phi \cdot \sin(\phi_{RF} - \phi_{OL}) \quad 1.31$$

$$V_{IF \text{ après filtre}} \approx k_\phi \cdot (\phi_{RF} - \phi_{OL}) = k_\phi \cdot \phi_{DUT} \quad 1.32$$

$$V_S = G_{ampl} \cdot k_\phi \cdot \phi_{DUT} \quad 1.33$$

Ce banc nous permet donc de mesurer les perturbations de phase du quadripôle en mesurant les variations de tension à basse fréquence. On peut donc, à l'aide d'un analyseur de spectre basse fréquence (ex : un FFT), déterminer le bruit de phase résiduel du quadripôle sous test (1.34). La transposition en bruit de l'équation (1.33) est en effet immédiate et conduit à l'équation (1.34), où ΔV_S^2 est la densité spectrale de fluctuation de tension en sortie du mélangeur et $\Delta \phi_{DUT}^2$ la densité spectrale de fluctuations de phase du quadripôle, dans le cas où les autres éléments du système n'ont aucune contribution sur le bruit (ou un bruit très faible par rapport à celui du DUT).

$$\Delta V_S^2 = G_{ampl}^2 \cdot k_\phi^2 \cdot \Delta \phi_{DUT}^2 \quad 1.34$$

Si l'on souhaite rajouter la contribution en bruit de l'amplificateur (ΔV_{ampl}^2), celle en entrée du mélangeur ($\Delta \phi_{mél}^2$), et celles de l'oscillateur (Δf^2 pour la fluctuation de fréquence de la source et ΔA^2 pour la fluctuation d'amplitude). On obtient :

$$\Delta V_S^2 = G_{ampl}^2 \cdot k_\phi^2 \cdot \Delta \phi_{DUT}^2 + G_{ampl}^2 \cdot \Delta V_{ampl}^2 + G_{ampl}^2 \cdot k_\phi^2 \cdot \Delta \phi_{mél}^2 + G_{ampl}^2 \cdot k_{AM}^2 \cdot \Delta A^2 + G_{ampl}^2 \cdot k_\phi^2 \cdot \Delta f^2 \cdot (2\pi\tau)^2 \quad 1.35$$

avec τ le retard entre les deux voies du détecteur de phase.

Nous voyons donc grâce à l'équation (1.32) les limites de mesure de notre banc. Il nous faut utiliser un oscillateur, un mélangeur et un amplificateur faible bruit afin de disposer d'un plancher de bruit le plus bas possible. Le banc qui a été réalisé au LAAS dans le cadre de cette thèse utilise le principe de fonctionnement explicité ci-dessus (Fig. 1.13), mais nous y avons ajouté un deuxième mélangeur et un deuxième amplificateur afin de pouvoir éliminer le terme de bruit lié à l'étage de détection grâce à la corrélation croisée. La corrélation est une technique très courante dans le domaine de la mesure de bruit, qui consiste à dédoubler le détecteur (composé dans notre cas du mélangeur, du filtre et de l'amplificateur) et à profiter du caractère non-corrélé des contributions en bruit des deux détecteurs. Nous pouvons en effet diminuer la contribution en bruit de ces éléments par un processus de calcul de l'interspectre afin de ne garder que la partie corrélée du bruit, c'est-à-dire la contribution en bruit avant le mélangeur. L'amélioration que nous obtenons dépend du nombre de spectres sur

lequel on effectue la moyenne statistique. Pour N le nombre de spectres moyennés, nous gagnons un facteur d'environ $10\log(\sqrt{N})$ sur le bruit des mélangeurs et des amplificateurs, et donc sur le plancher de bruit du banc lorsque les bruits liés à la source ont été correctement minimisés (retard nul entre les voies et faible bruit AM pour la source).

$$\begin{aligned}
 S_{\phi \cdot \text{Inter-spectre}} &= S_{\phi \cdot \text{avant mélangeurs}} \\
 &+ \frac{S_{\phi \cdot \text{non corrélé mélangeurs}} + S_{\phi \cdot \text{non corrélé amplificateurs}}}{\sqrt{N}}
 \end{aligned}
 \tag{I.36}$$

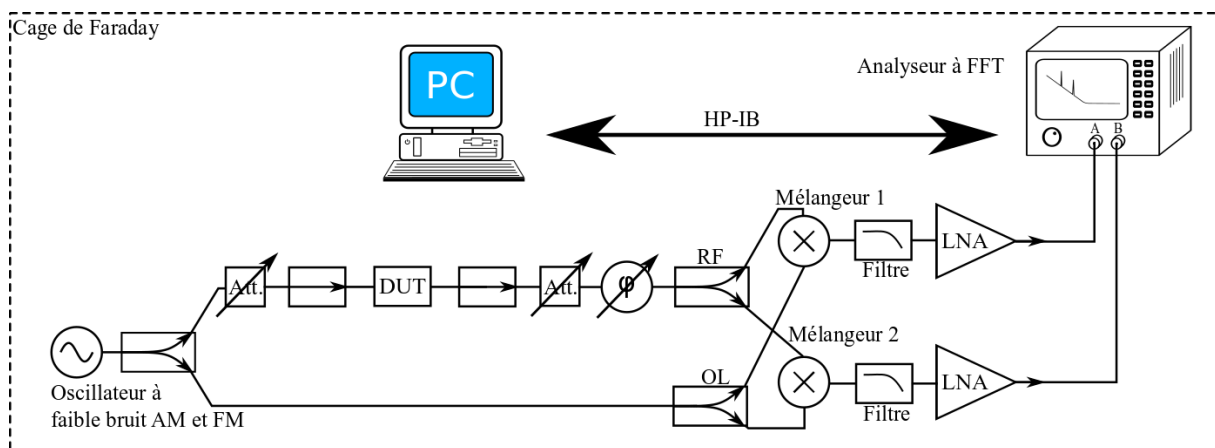


Figure I-14: Schéma du banc de mesure du bruit de phase à corrélation croisées, optimisé pour 1GHz.

Ce banc a donc été utilisé pour les mesures de bruit de phase résiduel présentées tout au long de ce manuscrit. Il a été réalisé avec des composants commerciaux (notamment des mélangeurs Mini-circuits en gamme RF) et fonctionne sur la plage de fréquence 10 MHz – 1.25 GHz. Il vient compléter un banc similaire déjà présent au laboratoire [Cibiel 2003] et fonctionnant en gamme hyperfréquence (1 – 18 GHz). Un travail d'optimisation du banc à la fréquence de 1 GHz, d'équilibrage des voies RF et OL et d'ajout d'éléments pour la descente en température du DUT a également été réalisé afin de mesurer au mieux nos composants. La source utilisée dans ce banc pour nos travaux est un OCXO de NEL délivrant un signal à haute pureté spectrale à 1 GHz et déjà présenté dans le paragraphe « état de l'art ».

I.7 Simulation du bruit de phase

Notre objectif final est la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase. Pour cela nous avons besoin d'utiliser un logiciel capable de simuler précisément le comportement d'oscillateurs hyperfréquence et capable de calculer les différentes contributions de bruit des éléments constituant l'oscillateur. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser le logiciel Advanced Design System (ADS) de Keysight. Ce logiciel permet la prise en compte des différentes sources de bruit présentées plus tôt, que ce soit les sources de bruit BF (bruit en $1/f$, bruit G-R) ou HF (bruit de grenaille, le bruit thermique) et les processus de conversion de ces sources autour de la porteuse RF.

L'approche utilisée par Keysight ADS pour le calcul du bruit est celle basée sur les matrices des dérivées multi-fréquentielles (ou matrices Jacobiennes) connue sous le nom de la technique des matrices de conversion [Rizzoli 1994, Prigent 1987]. Ces matrices sont dans un premier temps nécessaires pour obtenir la solution en régime stable de circuits et systèmes non linéaires. Cette approche pour l'obtention du régime permanent est connue sous le nom de « balance harmonique » (ou Harmonic Balance HB) car elle traite les composants passifs du circuit dans le domaine fréquentiel et les non-linéarités dans le domaine temporel, une transformée de Fourier assurant le lien entre les deux domaines. Une fois le régime permanent obtenu, les mêmes matrices sont utilisées pour calculer la conversion d'une petite perturbation à une fréquence donnée vers une autre fréquence. Cette technique permet donc le calcul du bruit en régime non-linéaire, ce qui est idéal dans le cas des oscillateurs mais aussi des amplificateurs lorsqu'ils fonctionnent en fort signal ou encore des mélangeurs. Sous Keysight ADS, cette approche se trouve dans la fonction « *pnm* » (*phase noise from mixing analysis*). L'ensemble des simulations de bruit réalisées au cours de cette thèse ont été effectuées grâce à cette méthode.

I.8 Etat de l'art des sources micro-ondes à haute pureté spectrale

Les synthèses de fréquence micro-ondes à haute pureté spectrale sont généralement basées sur des références utilisant des résonateurs piézoélectriques à base de quartz. Ces sources de référence sont le plus souvent des oscillateurs à résonateur thermostaté, ou OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillators), fonctionnant à 10 MHz et utilisant des ondes de volume dans le quartz, ou BAW (Bulk Acoustic Waves). Le résonateur en coupe SC (Stress Compensated) est maintenu à température constante autour d'un point de température où la dérivée de la courbe fréquence-température est nulle (environ 75°C). La stabilité moyen terme, voire long terme, de tels oscillateurs est excellente (jusqu'à 10^{-13} à la seconde et 10^{-8} par année). La stabilité court terme, équivalente au bruit de phase dans le domaine fréquentiel, est liée principalement au coefficient de qualité et au bruit propre du résonateur, ainsi qu'au bruit du circuit d'entretien de l'oscillation. Le coefficient de qualité d'un résonateur quartz en coupe SC est de l'ordre de 10^6 à 10 MHz et à température ambiante. Il est inversement proportionnel à la fréquence de résonance ou, autrement dit, le produit $Q \cdot f$ dans ces résonateurs est constant et de l'ordre de $1.6 \cdot 10^{13}$ [Vig2018]. Un tel coefficient de qualité assure un bruit de phase très faible à 1 Hz de la porteuse. Cependant, la fréquence de coude étant très basse (5 Hz pour un Q de 10^6 à 10 MHz), le plancher de bruit hors bande du résonateur est tout aussi critique pour l'utilisation de ces résonateurs dans une synthèse micro-onde. En effet, dans une synthèse à partir d'un OCXO 10 MHz, ce plancher de bruit se trouve relevé du facteur de multiplication de fréquence, soit $20 \cdot \log(N)$ en dB. Par exemple, pour une synthèse à 1 GHz à partir d'un OCXO 10 MHz, le plancher de bruit loin de la porteuse est augmenté de 40 dB. Si l'OCXO présente un bruit plancher de -170 dBc/Hz, la source synthétisée aura un bruit loin de la porteuse de -130 dBc/Hz (pour une synthèse directe par multiplication simple). Un tel facteur de multiplication est rédhibitoire pour de nombreuses applications où le bruit de phase est un paramètre sensible. Ceci a conduit les fabricants à développer des oscillateurs BAW à des fréquences plus élevées, en particulier autour de 100 MHz. Un quartz 100 MHz thermostaté représente un bon compromis vis-à-vis de la performance en stabilité de fréquence ($> 1s$) et le bruit de phase ($< 1s$). C'est sur ces oscillateurs 100 MHz multipliés en fréquence par 10 que sont basés aujourd'hui la plupart des sources commerciales se situant à l'état de l'art à 1 GHz. Les fabricants NEL, Pascall et Wenzel proposent chacun des solutions de ce type, avec le multiplicateur de fréquence et l'amplificateur de sortie intégrés au boîtier de l'OCXO. Les meilleures sources de ces fabricants atteignent un bruit de phase de l'ordre de -140 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse, environ -160 dBc/Hz à 10 kHz de la porteuse, et un plancher loin de la porteuse légèrement inférieur à -160 dBc/Hz.

Une alternative à l'oscillateur BAW multiplié est l'oscillateur piézoélectrique à ondes de surface, ou SAW (Surface Acoustic Waves). Dans ce cas, des oscillations à des fréquences supérieures peuvent être obtenues (typiquement, entre 100 MHz et 1 GHz). Le plancher de bruit de phase loin de la porteuse de ces oscillateurs est donc généralement meilleur que pour les sources BAW, de par la valeur élevée de la fréquence de la référence. Parmi les sources disponibles commercialement, le fabricant, RAKON a choisi cette approche de la multiplication d'une référence à ondes de surface (SAW) thermostatée. Le tableau 1 compare une source de ce fabricant à trois sources commerciales de type BAW multiplié. Les performances sont en définitive assez proches, même si un léger avantage peut être constaté pour le SAW multiplié loin de la porteuse et pour le BAW multiplié près de la porteuse.

Tableau I-1 : Sources de référence proches de 1 GHz et disponibles commercialement
Valeurs typiques mesurées selon constructeur (ou spécifiées si « < »)

Constructeur	Source Rakon 1000 MHz	Source NEL 1000 MHz	Source Wenzel 1000 MHz	Source Pascall 1000 MHz
Technologie	SAW 500 MHz Multiplié par 2	BAW 100 MHz Multiplié par 10	BAW 100 MHz Multiplié par 10	BAW 100 MHz Multiplié par 10
Stabilité / an (1 ^{ère} année)	$< 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-7}$	10^{-6}	
Stabilité / an (> 1 an)	$< 6 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-7}$	$< 5 \cdot 10^{-7}$
Bruit de phase @ 10 Hz	-74 dBc/Hz	-85 dBc/Hz		< -82 dBc/Hz
Bruit de phase @ 100 Hz	-105 dBc/Hz	-115 dBc/Hz	-113 dBc/Hz	< -117 dBc/Hz
Bruit de phase @ 1 kHz	-135 dBc/Hz	-140 dBc/Hz	-139 dBc/Hz	< -144 dBc/Hz
Bruit de phase @ 10 kHz	-159 dBc/Hz	-158 dBc/Hz	-160 dBc/Hz	< -156 dBc/Hz
Plancher (100 kHz)	-172 dBc/Hz	-160 dBc/Hz	-163 dBc/Hz	< -159 dBc/Hz

Lorsque seule la performance en bruit de phase est recherchée, certaines technologies micro-ondes peuvent présenter des performances meilleures que les sources ci-dessus. A ces

niveaux de bruit de phase, seules deux technologies hyperfréquences sont vraiment compétitives : les oscillateurs saphir et les oscillateurs optoélectroniques. Nous allons maintenant détailler ces deux types de sources.

Le résonateur saphir est un cas particulier d'oscillateur à résonateur diélectrique, ou DRO (Dielectric Resonator Oscillator). Un résonateur diélectrique est un bloc cylindrique réalisé dans un matériau à forte permittivité et placé dans un boîtier métallique. Le couplage au résonateur est réalisé en approchant de celui-ci une ligne micro-ruban ou, plus rarement, en approchant des antennes situées en bout de câbles coaxiaux. Le coefficient de qualité est limité par les pertes dans le matériau diélectrique. Typiquement, pour un matériau à forte permittivité relative (de l'ordre de 30), le coefficient de qualité lié aux pertes diélectriques est de l'ordre de 10^4 à 10 GHz. Au final, il faut ajouter les pertes de couplage et les pertes par conduction dans le boîtier métallique, ce qui rabaisse le coefficient de qualité effectif (en charge) à quelques milliers à 10 GHz. Pour un matériau donné, les pertes diélectriques augmentent proportionnellement à la fréquence ce qui rend cette technologie beaucoup moins performante lorsqu'on approche de la gamme millimétrique (30 GHz). Ces résonateurs fonctionnent sur un mode fondamental du barreau diélectrique, généralement le mode TE_{011} . Il s'agit d'un mode qui génère des courants circulaires sur le boîtier et qui peut être facilement accordé en fréquence grâce à une vis située au-dessus du résonateur. Des coefficients de qualité supérieurs peuvent néanmoins être obtenus avec des modes plus élevés, pour lesquels l'énergie est mieux confinée dans le résonateur. C'est le cas des modes de galerie, ou WGM (Whispering Gallery Modes), qui utilisent donc des résonateurs de plus grandes dimensions. Enfin, certains matériaux monocristallins présentent une tangente de pertes diélectrique très faible. C'est le cas du saphir dont la tangente de pertes est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-6}$ à 10 GHz [Harnett 2006]. Des coefficients de qualité supérieurs à 10^5 à 10 GHz peuvent donc être obtenus avec ce matériau. Toutefois, la permittivité relative du saphir est assez faible comparée aux résonateurs diélectriques céramiques (de l'ordre de 10) et elle est de plus anisotrope. Un bon confinement de l'onde avec ce matériau passe donc obligatoirement par l'utilisation de modes de galerie et par l'utilisation d'un boîtier métallique de forme adaptée au résonateur (boîtier cylindrique en métal faible pertes : argent, or ou cuivre).

Les oscillateurs de type DRO à résonateurs céramiques présentent plusieurs avantages : ils sont très compacts lorsque la fréquence d'oscillation est assez élevée (10 GHz et plus) et ils peuvent être compensés en température et donc relativement stables à moyen terme. Par contre, le fait que le facteur Q soit inversement proportionnel à la fréquence (pour un matériau donné) rend ces sources très performantes uniquement sur la gamme basse des hyperfréquences, là où les circuits sont les plus volumineux. Un bruit de phase de -115 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse a été mesuré sur un DRO à 4.7 GHz basé sur un amplificateur à transistor SiGe [Régis 1999], ce qui est équivalent à -128 dBc/Hz à 1 kHz de la

porteuse à 1 GHz. Plus récemment, des réalisations de DRO au voisinage de 1 GHz (donc avec des systèmes très volumineux) ont conduit à des niveaux de bruit de phase du même niveau que celui des oscillateurs BAW multipliés du tableau 1, avec un plancher loin de la porteuse nettement meilleur. On notera par exemple le résultat de la référence [Everard 2006] avec -143 dBc/Hz à 1 kHz pour un DRO à 1.25 GHz. Le plancher de bruit de phase pour cet oscillateur s'approche des -180 dBc/Hz à 100 kHz de la porteuse.

Les oscillateurs basés sur des résonateurs saphir à modes de galerie sont quant à eux moins stables à moyen terme, car le coefficient de température du monocristal ne peut être modifié et impose une sensibilité de 70 ppm/K à 300 K [Boudot 2006]. Il n'en va pas de même à basse température, où un point à dérivée nulle peut être trouvé. A 300 K, le fort coefficient de qualité du saphir permet d'obtenir une excellente stabilité de fréquence court terme. Associé à un amplificateur à faible bruit de phase, comme un amplificateur SiGe, un tel résonateur a conduit à une performance de -138 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse à 4.85 GHz [Cibiel 2004], ce qui équivaut à un bruit de phase de -152 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse à 1 GHz si une telle source peut être divisée par 5 sans bruit ajouté. En termes de bruit de phase à 1 kHz de la porteuse (et au-delà), l'oscillateur saphir surpasse donc les sources quartz de 10 dB environ à température ambiante. Certaines sources basées sur des systèmes à annulation de porteuse (ou interférométriques) autorisent des niveaux de bruit de phase encore meilleurs, au prix d'une complexité de réglage et d'un volume de dispositif toujours plus important [McNeilage 2004, Ivanov 2006]. Un niveau de bruit de phase de -160 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse à 9 GHz a pu être démontré avec un de ces systèmes [Ivanov 2006]. Ramené à 1 GHz, un tel oscillateur aurait un bruit de phase équivalent de -179 dBc/Hz à 1 kHz (ce qui est bien inférieur au plancher de bruit des diviseurs de fréquence qui devraient être utilisés pour une telle opération).

Une troisième technologie permet d'atteindre des coefficients de qualité encore plus élevés en gamme hyperfréquence, il s'agit de l'optique. En effet, les pertes dans certains matériaux sont très faibles aux fréquences optiques et c'est d'ailleurs grâce à cette propriété que l'on a pu développer les liaisons fibrées longue distance. Il est donc possible de réaliser en optique des résonateurs avec des coefficients de qualité supérieurs au milliard ou, ce qui est équivalent, des lignes à retard de plusieurs kilomètres ou dizaines de kilomètres avec très peu de pertes.

La première classe d'oscillateurs opto-électroniques, ou OEO, concerne des systèmes dans lesquels une liaison optique de quelques kilomètres est rebouclée sur elle-même [Yao 1996]. Un filtre RF permet de sélectionner un des modes de la longue boucle et un amplificateur à faible bruit de phase apporte le gain nécessaire à l'oscillation. La longueur de la ligne à retard n'est pas limitée par les pertes mais plutôt par certains effets non-linéaires (effet Brillouin) ou par les pics parasites induits sur le spectre de bruit de phase loin de la porteuse (résonances

parasites). Avec 4 km de fibre optique, un bruit de phase de -127 dBc/Hz à 1 kHz peut être obtenu à 10 GHz [Lelièvre 2017]. Avec 1 km de fibre et un système double boucle, la performance en bruit de phase est de -121 dBc/Hz à 1 kHz, mais les pics parasites sont très largement réduits. Ramenée à 1 GHz, la performance en bruit de phase de ces oscillateurs est respectivement de -147 dBc/Hz et -141 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse.

Une deuxième classe d'oscillateurs optoélectroniques utilise la synchronisation d'un laser fibré à modes verrouillés avec un oscillateur micro-onde. On parle également d'un oscillateur optoélectronique couplé, ou COEO [Yao 2000]. La longueur de fibre requise pour ce type d'oscillateur est plus courte que pour le précédent car on bénéficie du phénomène de recirculation de l'onde optique dans la boucle active. En contrepartie, on rajoute de la complexité et donc aussi du bruit coté optique, ainsi que la problématique de la stabilité des modes optiques. Le bruit de phase d'un tel système est de l'ordre de -120 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse à 10 GHz [Eliyahu 2005] pour une boucle de 330 m de fibre. Ces sources sont susceptibles de fonctionner à très haute fréquence et, par exemple, un niveau de bruit de phase de -114.4 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse a été mesuré sur un COEO 30 GHz [Ly 2018], ce qui ramené à 1 GHz correspond à -144 dBc/Hz à 1 kHz.

Au-delà de ces oscillateurs OEO ou COEO, l'optique a conduit ces dernières années à la réalisation des meilleures sources hyperfréquences, toutes technologies confondues [Fortier 2011, Xie 2016] grâce à la combinaison de peignes auto-stabilisés et d'une référence de fréquence optique ultra stable (laser à cavité ULE). On réalise ainsi une division de fréquence de l'optique vers les micro-ondes et les propriétés du laser de référence sont transférées en gamme micro-onde avec un facteur de division supérieur à 10^4 . Bien entendu, ces systèmes sont très volumineux et ne sont opérationnels à ce jour que dans quelques laboratoires de métrologie temps-fréquence. Des travaux sont néanmoins en cours pour les rendre moins volumineux et permettre leur utilisation dans des systèmes embarqués.

Enfin, d'autres sources utilisent des mini résonateurs optiques à modes de galerie ou des résonateurs optiques fibrés passifs à très fort Q (dans les deux cas, le facteur Q optique dépasse 10^9). Certaines mettent également en œuvre un fonctionnement intrinsèquement non-linéaire dans ces résonateurs (effet Kerr) et des espoirs réels existent pour le développement de sources très hautes fréquence et très compactes avec ces approches (on parle du domaine des « micro-combs »). Toutefois, à ce jour, le bruit de phase obtenu avec ces « micro-combs » n'est pas encore compétitif avec les oscillateurs de type OEO et COEO décrits auparavant.

Le tableau ci-après résume l'état de l'art en termes de sources à température ambiante issues des deux approches micro-ondes (DRO et OEO). On donne la performance à 1 kHz, qui se situe dans la gamme du bruit de fréquence en $1/f$. Le plancher de bruit de phase pour ces approches

n'est pas mentionné car, pour une synthèse à 1 GHz à partir de ces sources, il est surtout dépendant de la performance du diviseur de fréquence.

Tableau I-2: Sources de référence micro-ondes à température ambiante (travaux publiés) et performance équivalente à 1 GHz pour une division de fréquence théorique sans bruit ajouté

Technologie d'oscillateur et fréquence	DRO 4.7 GHz Céramique	DRO 1.25 GHz Céramique	Saphir WGM 4.85 GHz Boucle simple	Saphir WGM 9 GHz Interférométrique	OEO 10 GHz Fibre 4 km	COEO 30 GHz Fibre 400 m
Bruit de phase @ 1 kHz	-115 dBc/Hz	-143 dBc/Hz	-138 dBc/Hz	-160 dBc/Hz	-127 dBc/Hz	-114.4 dBc/Hz
Equivalent en bruit à 1 kHz de 1 GHz	-128 dBc/Hz	-145 dBc/Hz	-152 dBc/Hz	-179 dBc/Hz Théorique	-147 dBc/Hz	-144 dBc/Hz
Stabilité en température	Excellente (céramique compensée en T)	Non fournie	70 ppm/K	70 ppm/K	7 ppm/K	7 ppm/K

En plus de ces sources micro-ondes à température ambiante, il existe des sources à haute pureté spectrale refroidies. Dans le domaine micro-onde, elles utilisent le saphir dont la tangente de pertes et le coefficient de stabilité en température s'améliorent grandement à très basse température [Mann 2001, Grop 2010]. A la température de 6 K, le saphir présente un point d'inversion de son coefficient de stabilité qui autorise la réalisation de sources présentant à la fois un excellent bruit de phase et une stabilité à moyen terme (jusqu'à une journée) à l'état de l'art. La même approche a été tentée dans une gamme de fréquences plus basse avec les résonateurs piézoélectriques à quartz [Goryachev 2013]. Le tableau I-3 résume les performances en bruit de phase de quelques-unes de ces sources fonctionnant toutes aux très basses températures (près de l'hélium liquide). L'objectif de ces sources était surtout la stabilité en fréquence (donc, en termes de bruit de phase, l'amélioration du spectre en dessous de 1 Hz de fréquence de décalage) et la performance à 1 kHz mentionnée dans le tableau I.3 n'est pas représentative de ce qui peut être obtenu avec une telle technologie si on parvient à optimiser le bruit de phase court terme (peut être en utilisant les approches de conception d'amplificateurs décrites dans ce manuscrit). Le principal inconvénient de ces systèmes est leur encombrement. En effet, ces sources ont besoin de systèmes de refroidissement importants et protégés des vibrations. Au mieux, certains de nos collègues ont réussi à faire une source ultrastable refroidie transportable dans une camionnette [Giordano 2012].

Tableau I-3 Sources de fréquence cryogéniques très basse température

Technologie d'oscillateur et fréquence	Saphir cryogénique + synthèse avec signal à 100 MHz Giordano 2012	Saphir cryogénique 10 GHz Grop 2010	Quartz cryogénique 8.44 MHz Goryachev 2013
Bruit de phase @ 1 Hz	-125 dBc/Hz	-95 dBc/Hz	-105 dBc/Hz
Bruit de phase @ 1 kHz	-150 dBc/Hz	-120 dBc/Hz	-130 dBc/Hz

I.9 Objectifs

Les travaux présentés dans ce travail de thèse ont été réalisés dans le cadre d'un projet de recherche nommé VALERIAN. Ce projet a pour objectif la montée en TRL de différents systèmes cryogéniques compacts. Le travail demandé dans le cadre de cette thèse était la réalisation d'un oscillateur tout cryogénique à faible bruit de phase. Les performances recherchées pour une porteuse à 1 GHz étaient les suivantes :

Tableau I-4: Objectifs de bruit de phase pour l'oscillateur tout cryogénique 1GHz

Distance à la porteuse (Hz)	Niveau de bruit (dBc/Hz)
100	-122
1000	-145
10000	-172
100000	-175

Pour parvenir à de tels résultats à 1 GHz et dépasser l'état de l'art des sources commerciales à base de résonateurs à quartz, nous avons besoin à la fois d'un excellent résonateur et d'un excellent amplificateur. Mais quelles doivent être leurs performances en bruit pour atteindre ces objectifs ? Afin d'obtenir ces objectifs, plusieurs choix s'offrent à nous. Tout d'abord, nous partons du présupposé que notre plancher est $PL = -175 \text{ dBc/Hz} = -172 \text{ dBrad}^2/\text{Hz}$ (ce qui correspond aux objectifs). Regardons deux cas idéaux :

A) 1^{er} cas idéal, l'amplificateur possède un bruit en $1/f$ tellement faible qu'on ne voit pas son effet (inférieur au plancher jusqu'à 1 Hz). Nous avons donc un bruit en $1/f^2$ pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure du résonateur. Le bruit respecte les performances tant que le facteur de qualité du résonateur est supérieur à 60000. Le point limite étant le point à 10 kHz (-172 dBc/Hz). Donc $Q_L \text{ min} = 60000$.

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessous, si notre facteur de qualité est de 60000, nous sommes à la limite du gabarit fixé pour le point à 10 kHz mais nous avons de la marge pour les objectifs inférieurs. Tant que le bruit de phase résiduel de l'amplificateur possède une pente en $1/f$ passant par $-160 \text{ dBrad}^2/\text{Hz}$ (= -163 dBc/Hz) à 100Hz nous respectons les objectifs.

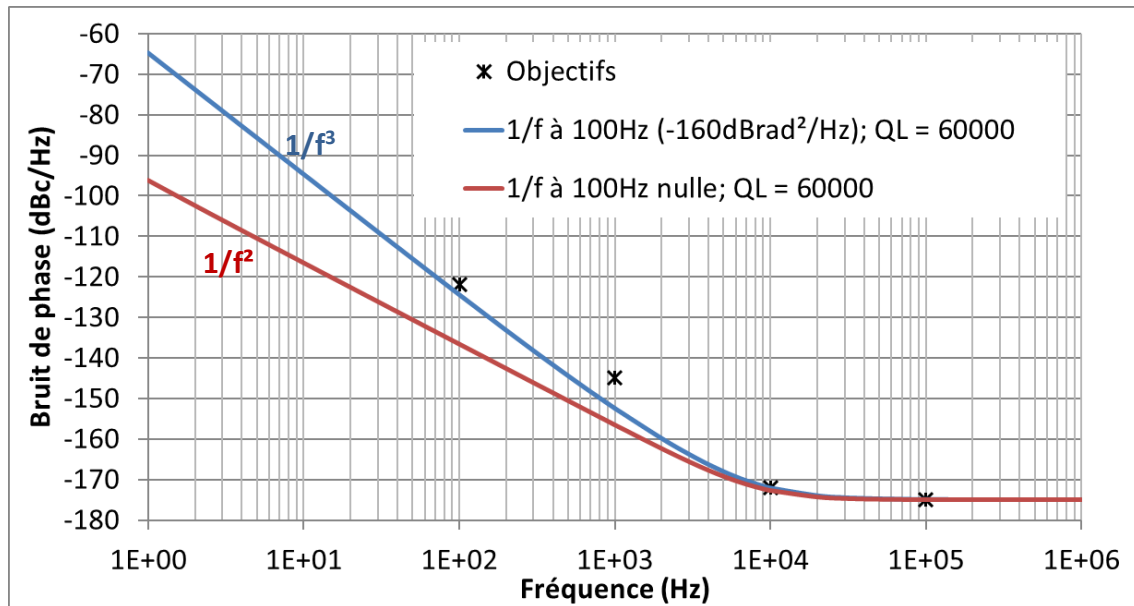


Figure I-15: Recherche des conditions de facteur de qualité minimum permettant d'atteindre les objectifs de bruit de phase. Avec $f_0=1\text{GHz}$, $QL = 60\,000$, $PL = -172\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ et bruit de phase en $1/f$ de l'amplificateur nul pour la courbe rouge et bruit de phase en $1/f = -160\text{dBrad}^2/\text{Hz}@100\text{Hz}$ pour la courbe bleue

B) 2^{ème} cas idéal, le résonateur possède un facteur de qualité tellement grand que son effet sur le bruit de phase n'est pas visible ($QL > 5 \cdot 10^8$ pour une porteuse à 1 GHz, $f_c = 1$ Hz). Nous observons donc seulement le bruit en $1/f$ de l'amplificateur et le plancher. Ici aussi le point limitant est l'objectif à 10 kHz. Il est atteint tant que le bruit en $1/f$ de l'amplificateur est inférieur à $-156 \text{ dBc}/\text{Hz}$ à 100 Hz de la porteuse. Donc pour atteindre nos objectifs $S_{1/f \text{ max}} = -156 \text{ dBc}/\text{Hz} = -153 \text{ dBrad}^2/\text{Hz}$ à 100 Hz.

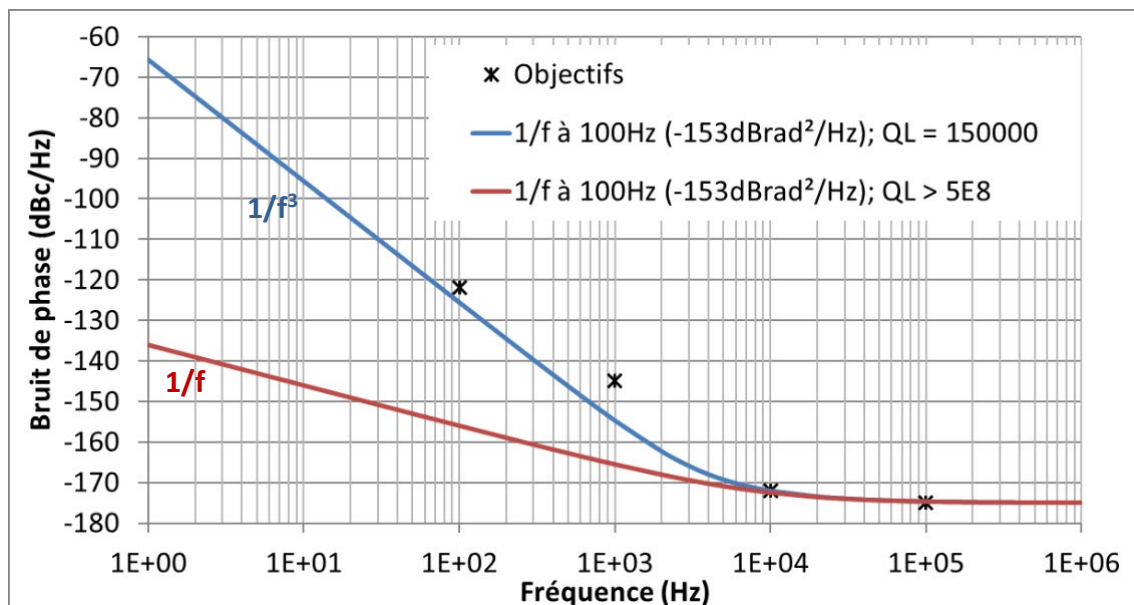


Figure I-16: Recherche des conditions de bruit en $1/f$ minimum permettant d'atteindre les objectifs de bruit de phase. Avec $f_0=1\text{GHz}$, $1/f=-153 \text{ dBrad}^2/\text{Hz}@100\text{Hz}$, $PL = -172\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ et $QL > 5 \cdot 10^8$ pour la courbe rouge et $QL = 1.5 \cdot 10^5$ pour la courbe bleue.

De même que pour le cas A, quand nous atteignons le point à 10 kHz, nous avons de la marge pour les autres objectifs. Et nous respectons tous les objectifs avec un bruit de phase de $-153 \text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ 100 Hz si le facteur de qualité en charge est supérieur à 150 000.

Nous recherchons donc :

- un amplificateur dont le bruit en $1/f$ est inférieur à $-153 \text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ 100 Hz et un résonateur dont le facteur de qualité est supérieur à 150 000.
- ou un amplificateur dont le bruit en $1/f$ est inférieur à $-160 \text{dBrad}^2/\text{Hz}$ @ 100 Hz et un résonateur dont le facteur de qualité est supérieur à 60 000.

I.10 Conclusion

Afin de pouvoir dépasser largement l'état de l'art en bruit de phase des sources commerciales en gamme basse des fréquences micro-ondes, on doit faire appel à une technologie de résonateurs permettant l'obtention de coefficients de qualité très élevés. Pour cela, la technologie des résonateurs supraconducteurs planaires à haute température critique semble bien adaptée. Ces résonateurs ont déjà démontré par le passé des facteurs de qualité de l'ordre de 10^5 au voisinage de 1 GHz à des températures proches ou un peu inférieures à celle de l'azote liquide. Cependant, le résonateur n'est pas la seule clef du succès. Il est nécessaire d'associer à ce composant un amplificateur ayant de très bonnes performances en bruit de phase et fonctionnant aux mêmes températures que le résonateur, donc dans la gamme haute des températures cryogéniques, vers 60 Kelvin. Nous détaillerons donc par la suite la conception et la caractérisation de ces deux éléments. Le tout, dans le but de montrer une méthode permettant la réalisation de résonateur tout cryogénique et de prouver la pertinence de ces oscillateurs pour la réalisation de sources à très haute pureté spectrale.

I.11 Bibliographie – chapitre I

- [Bary 2001] L. Bary, “Caractérisation et modélisation du bruit basse fréquence de composants bipolaires micro-ondes: application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase”, Thèse de l'Université Paul Sabatier, 2001.
- [Boudot 2006] R. Boudot et al., “Development of ultra low phase noise X band oscillators”, Proc. of the IEEE-International Frequency Control Symposium 2006.
- [Cibiel 2003] G. Cibiel, Contribution à l'analyse d'amplificateurs micro-ondes à très faible bruit de phase. Application à la réalisation d'une source à très haute pureté spectrale en bande C. Thèse, Université de Toulouse, France, Décembre 2003.
- [Cibiel 2004] G. Cibiel, M. Régis, O. Llopis, A. Rennane, L. Bary, R. Plana, Y. Kersalé, V. Giordano, “Optimisation of an ultra-low phase noise sapphire - SiGe HBT oscillator using nonlinear CAD” IEEE trans. on Ultrasonics Ferroelect. and Freq. Control, Vol. 51, n° 1, Jan. 2004, pp. 33-41.
- [Cibiel 2004b] G. Cibiel, L. Escotte, O. Llopis, “A study of the correlation between HF noise and phase noise in low noise silicon based transistors”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol 52, n° 1, Janvier 2004, pp. 183-190
- [Chretien 2014] Nicolas Chretien. “Electroniques dédiées à l'asservissement d'oscillateurs et à la mesure physique à l'aide de capteurs à ondes élastiques.” Electronique. Université de Franche-Comté, 2014. Français.
- [Eliyahu 2005] D. Eliyahu, L. Maleki, “Modulation Response (S21) of the Coupled Opto-Electronic Oscillator”, I Proc. of the IEEE-International Frequency Control Symposium 2005.
- [Everard 2006] J. Everard, K. Theodoropoulos, “Ultra low phase noise ceramic based dielectric resonator oscillators”, Proc. of the IEEE-International Frequency Control Symposium 2006.
- [Fortier 2011] T. Fortier et al., “Generation of ultrastable microwaves via optical frequency division”, Nature Photonics, June 2011, pp. 425-429.
- [Giordano 2012] V. Giordano, S. Grop, B. Dubois, P.-Y. Bourgeois, Y. Kersalé, et al. « New Generation of Cryogenic Sapphire Microwave Oscillator for Space, Metrology and Scientific Applications. ». Review of Scientific Instruments, American Institute of Physics, 2012, 83, pp.085113.
- [Goryachev 2013] M. Goryachev, S. Galliou, J. Imbaud, P. Abbé, "Advances in development of quartz crystal oscillators at liquid helium temperatures", Cryogenics, vol. 57, pp. 104-112, Oct. 2013.

- [Gribaldo 2008] S. Gribaldo. "Modélisation non-linéaire et en bruit de composants micro-ondes pour applications à faible bruit de phase". Thèse de l'Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.
- [Grop 2010] S. Grop, P.-Y. Bourgeois, R. Boudot, Y. Kersale, E. Rubiola and V. Giordano, "10 GHz cryocooled sapphire oscillator with extremely low phase noise," in *Electronics Letters*, vol. 46, no. 6, pp. 420-422, 18 March 2010.
- [Harnett 2006] J. Harnett, M. Tobar, E. Ivanov, J. Krupka, "Room temperature measurement of the anisotropic loss tangent of sapphire using the whispering gallery mode technique", *IEEE Trans. on UFFC*, vol 53, n° 1, January 2006, pp. 34-38.
- [Ivanov 2006] E. Ivanov, M. Tobar, "Low phase noise microwave oscillators with interferometric signal processing", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol 54, n° 8, August 2006, pp. 3284-3294.
- [Leeson 1966] D.B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proc. of IEEE*, Vol. 54, N° 2, pp. 329-330, 1966.
- [Lelièvre 2017] O. Lelièvre, V. Crozatier, P. Berger, G. Baili, O. Llopis, D. Dolfi, P. Nouchi, F. Goldfarb, F. Bretenaker, L. Morvan, G. Pillot, "A Model for Designing Ultra-low Noise Single and Dual-Loop 10 GHz Optoelectronic Oscillators", *Journal of Lightwave Tech.*, Vol. 35, Issue 20, October 2017, pp. 4366-4374.
- [Llopis 1996] O. Llopis, J.M. Dienot, J. Verdier, R. Plana, M. Gayral, J. Graffeuil, "Analytic investigation of frequency sensitivity in microwave oscillators ; application to the computation of phase noise in a dielectric resonator oscillator", *Ann. Télécommun.*, 51, n° 3-4, 1996, pp. 121-129.
- [Ly 2018] A. Ly, V. Auroux, R. Khayatzaeh, N. Gutierrez, A. Fernandez, O.Llopis, "Highly spectrally pure 90 GHz millimeter-wave synthesis using a 30 GHz coupled optoelectronic oscillator", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 30, Issue 14, July 2018, pp. 1313-1316.
- [Mann 2001] A. G. Mann, C. Sheng and A. N. Luiten, "Cryogenic sapphire oscillator with exceptionally high frequency stability," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 2, pp. 519-521, April 2001.
- [McNeilage 2004] C. McNeilage et al., "A review of sapphire whispering gallery mode oscillators including technical progress and future potential of the technology", *Proc. of the IEEE-International Frequency Control Symposium 2004*.
- [Nand 2011] N. R. Nand, J. G. Hartnett, E. N. Ivanov and G. Santarelli, "Ultra-Stable Very-Low Phase-Noise Signal Source for Very Long Baseline Interferometry Using a Cryocooled Sapphire

Oscillator," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 11, pp. 2978-2986, Nov. 2011.

[Plana 1993] R. Plana, "Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires micro-ondes", Thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse 1993.

[Prigent 1987] M. Prigent, "Contribution à l'étude de la conversion de fréquence dans les circuits non-linéaires. Application à la CAO d'oscillateurs à bruit de phase minimum", Thèse de l'Université de Limoges, Septembre 1987 .

[Régis 1999] M. Régis, "Contribution à la conception des oscillateurs micro-ondes à haute pureté spectrale à base de transistors bipolaires silicium et silicium-germanium", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, oct. 1999.

[Rizzoli 1994] V. Rizzoli, F. MASTRI, D. MASOTTI, "General noise analysis of nonlinear microwave circuits by the piecewise harmonic-balance technique", IEEE trans. on MTT, vol 42, n° 5, pp. 807-819, 1994.

[Van der Ziel 1986] A. Van der Ziel, "Noise in solid state devices and circuits", John Wiley & Sons, 1986.

[Vig 2018] J. Vig, Tutorial de la conférence IEEE-Int. Frequency Control Symposium 2018.

[Vernotte 2006] F. Vernotte, "Stabilité temporelle et fréquentielle des oscillateurs: modèles", Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle. 2006. Vol RE1, Num R680, R680.1-R680.10.

[Xie 2016] X. Xie et al., "Photonic microwave signals with zeptosecond-level absolute timing noise", Nature Photonics, Nov. 2016, pp. 44-48.

[Yao 1996] X. Yao, L. Maleki, "Optoelectronic microwave oscillator", Journal of Optical Society of America B (JOSA B), Vol. 13, No. 8, August 1996, pp. 1725-1735.

[Yao 2000] X. Yao, L. Davis, L. Maleki, "Coupled Optoelectronic Oscillators for Generating Both RF Signal and Optical Pulses", Journal of Lightwave Technology, Vol. 18, N°. 1, Jan. 2000, pp. 73-78.

II Le résonateur supraconducteur

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, nous souhaitons réaliser un oscillateur avec les meilleures performances possibles et ceci dépend à la fois du bruit induit dans la boucle et du coefficient de qualité du résonateur. Au niveau du résonateur, nous sommes donc à la recherche d'un résonateur avec le meilleur facteur de qualité possible, mais qui soit également compact et stable dans le temps. L'idéal serait de disposer d'un résonateur 1 GHz compact, fonctionnant à température ambiante avec peu de pertes et un facteur de qualité supérieur au million. Or ce type de résonateur n'existe pas actuellement. Nous devons donc faire un compromis entre compacité, température, fréquence et pertes. Voilà pourquoi, les technologies permettant de réaliser un oscillateur sont diverses (cf Etat de l'art - Chapitre I.8), chaque compromis ayant des avantages et inconvénients. Dans le cadre de nos travaux nous avons investigué l'approche basée sur un résonateur supraconducteur utilisant un matériau à haute température critique. De tels résonateurs ont démontré d'excellentes performances ces dernières années [Kermorvant 2010, Reppel 2010, Mage 2011] mais ils sont très peu utilisés pour le moment pour concevoir des oscillateurs. Les avantages et inconvénients de tels résonateurs sont détaillés en paragraphe **II.3**. Toutefois, avant d'évoquer les performances de ces composants, il est nécessaire de rappeler quelques propriétés de la supraconductivité.

II.1 Théorie des supraconducteurs.

Découverte en 1911 [Kamerlingh 1911, Kamerlingh 1913], la supraconductivité se traduit par deux phénomènes atypiques. Tout d'abord, en régime continu, un matériau supraconducteur a la capacité de transporter un courant continu sans pertes électriques lorsqu'il est refroidi en dessous d'une température critique (T_c). Si l'on dépasse cette température, l'effet supraconducteur disparaît. La figure II.1 illustre ce phénomène. De même, on perd aussi cet effet si l'on dépasse une densité de courant critique (J_c).

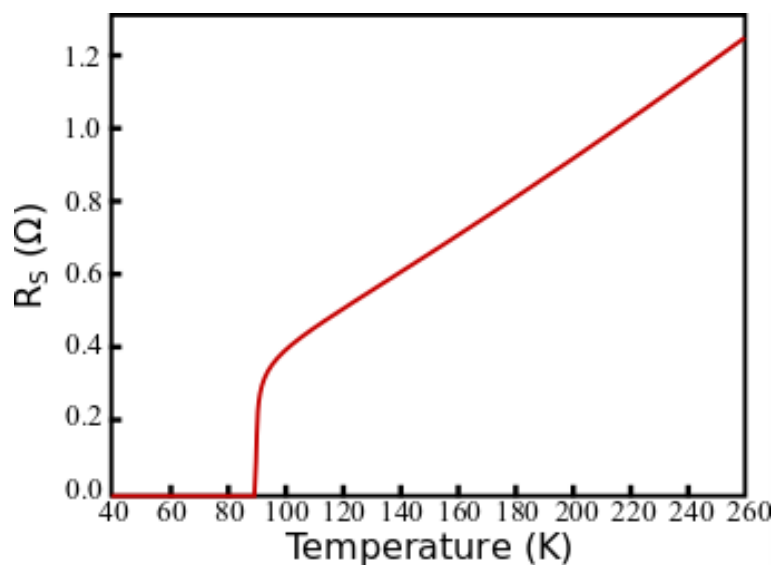


Figure II-1 : Illustration de la chute à zéro de la résistance électrique d'un supraconducteur en-dessous de sa température critique.

Une deuxième propriété des matériaux supraconducteurs s'observe lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique : ces matériaux expulsent le champ magnétique de leur volume interne. Cet effet est nommé l'effet Meissner-Ochsenfeld (cf Figure II.2). Cette propriété est justement celle qui s'exerce lors de l'expérience très connue de lévitation d'un aimant au-dessus d'un supraconducteur.

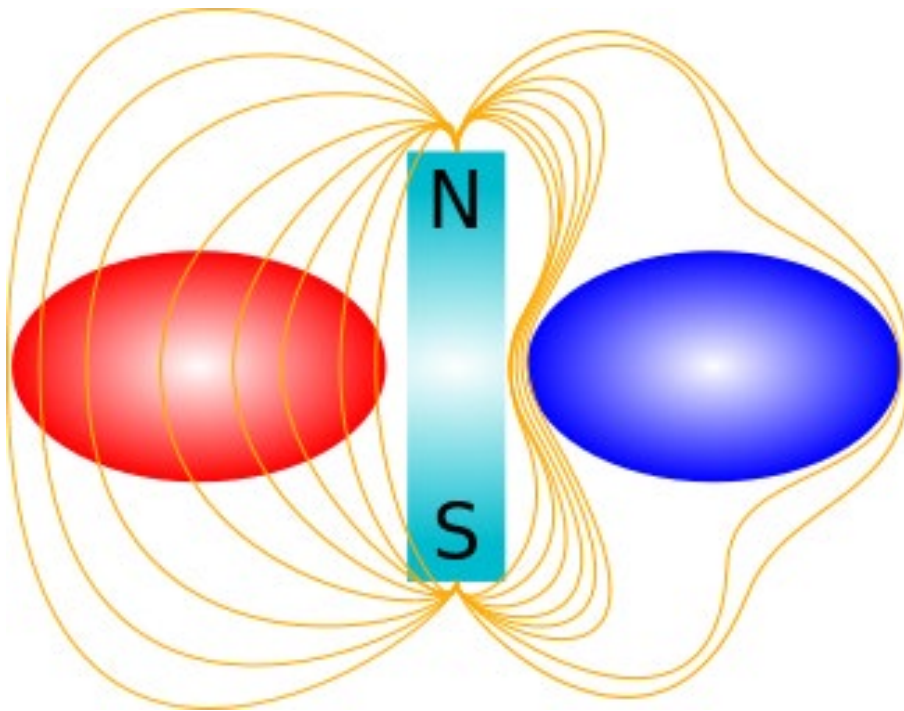


Figure II-2 : Illustration de l'effet Meissner

Dans son état normal, à gauche, le matériau laisse passer le champ magnétique auquel il est soumis alors que dans l'état supraconducteur, à droite, il l'expulse totalement de son volume

Regardons maintenant les équations de l'électromagnétisme afin de comprendre la différence entre un bon conducteur et un supraconducteur. Dans un espace dépourvu de charges statiques, les équations de Maxwell en régime sinusoïdal permanent sont :

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu(\vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E}) = \mu(\sigma\vec{E} + j\omega\epsilon\vec{E}) \quad \text{II.1}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad \text{II.2}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad \text{II.3}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{II.4}$$

Avec J la densité de courant pour un conducteur :

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad \text{II.5.}$$

Dans le cas d'un supraconducteur, nous devons prendre en compte l'effet Meissner, ce qui se traduit grâce à la relation de London par l'équation suivante :

$$\vec{J} = \vec{J}_N + \vec{J}_S = (\sigma_1 - j\sigma_2)\vec{E} \quad \text{II.6.}$$

Avec
$$\sigma_2 = \frac{1}{\omega\mu\lambda_L^2} \quad \text{II.7.}$$

\vec{J}_S étant un courant supraconducteur (majoritaire dans un supraconducteur) qui coexiste avec le courant normal \vec{J}_N obéissant à la loi d'Ohm et λ_L étant la profondeur de pénétration de London, une des caractéristiques physiques essentielles du matériau supraconducteur. Dans

le cas d'un métal non supraconducteur ou pour un supraconducteur à une température au-dessus de la température critique, $\vec{J}_S = 0$ et seul le terme de courant normal est conservé.

Afin de comparer un bon métal avec un supraconducteur, nous souhaitons trouver l'impédance de surface Z_S . Nous développons donc les équations de Maxwell. En prenant le rotationnel de (II.2) et en substituant $\vec{\nabla} \times \vec{B}$, on obtient :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -j\omega \vec{\nabla} \times \vec{B} \\ \Leftrightarrow \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E}\end{aligned}\quad \text{II.8}$$

En développant cette expression avec l'une des identités vectorielles classiques du rotationnel et l'équation (II.3) :

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \Delta\vec{E} = -\Delta\vec{E} \quad \text{II.9}$$

$\Delta\vec{E}$ étant le Laplacien de \vec{E} . On a donc :

$$\begin{aligned}\Delta\vec{E} &= j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E} \\ \Leftrightarrow \Delta\vec{E} &= \gamma^2\vec{E}\end{aligned}\quad \text{II.10.}$$

Avec γ la constante de propagation. Une équation similaire peut être obtenue pour \vec{H} , ($\vec{H} = \mu\vec{B}$). Cette expression présente un aspect très général de la propagation d'onde dans un métal. Considérons maintenant un cas un peu plus simple, une onde plane se propageant dans la direction z . L'expression la plus simple est :

$$\begin{cases} E_x = E_x^0 e^{-\gamma \cdot z + j \cdot \omega \cdot t} \\ H_y = H_y^0 e^{-\gamma \cdot z + j \cdot \omega \cdot t} \end{cases} \quad \text{II.11.}$$

$$\text{Avec} \quad \gamma = (j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon))^{\frac{1}{2}} \approx (j\omega\mu\sigma)^{\frac{1}{2}} \quad \text{II.12.}$$

Dans le cas général, nous pouvons faire l'hypothèse que $\omega\epsilon$ est faible devant σ . Les vecteurs E et H sont reliés par la loi de Faraday (II.2), qui dans le cas d'une onde plane donne :

$$\frac{\delta E_x}{\delta z} = -j\omega B_y \Leftrightarrow -\gamma E_x = -j\omega\mu H_y \quad \text{II.13.}$$

Nous pouvons donc trouver Z_S , grâce à cette équation :

$$Z_S = \frac{E_x}{H_y} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{j\omega\mu}{(j\omega\mu\sigma)^{\frac{1}{2}}} \quad \text{II.14.}$$

Maintenant deux cas s'offrent à nous. Tout d'abord dans un supraconducteur en dessous de la température critique on a $\sigma = \sigma_1 - j\sigma_2$ avec $\sigma_2 \gg \sigma_1$. Dans le cas d'un bon métal $\sigma = \sigma_1$, ce qui nous amène à :

$$Z_{S\text{-m\u00e9tal}} = \frac{j\omega\mu}{(j\omega\mu\sigma_1)^{\frac{1}{2}}} = \left(\frac{j\omega\mu}{\sigma_1}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{\omega\mu}{\sigma_1}\left(\frac{j}{\sqrt{2}} + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= (1+j)\left(\frac{\omega\mu}{2\sigma_1}\right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{II.15.}$$

$$R_{S\text{-m\u00e9tal}} = X_{S\text{-m\u00e9tal}} = \left(\frac{\omega\mu}{2\sigma_1}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\omega\mu\delta_{\text{m\u00e9tal}}}{2} \quad \text{II.16.}$$

Avec
$$\delta_{\text{m\u00e9tal}} = \left(\frac{2}{\omega\mu\sigma_1}\right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{II.17.}$$

$\delta_{\text{m\u00e9tal}}$ \u00e9tant la profondeur de peau, c'est-\u00e0-dire la distance moyenne de p\u00e9n\u00e9tration de l'onde dans le m\u00e9tal \u00e0 une fr\u00e9quence donn\u00e9e.

Pour un supraconducteur :

$$Z_{S\text{-supra}} = j\left(\frac{\omega\mu}{j(\sigma_1 - j\sigma_2)}\right)^{\frac{1}{2}} = j\left(\frac{\omega\mu}{\sigma_2}\right)^{\frac{1}{2}}\left(\frac{1}{j\frac{\sigma_1}{\sigma_2} + 1}\right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{II.18.}$$

Si $x \ll 1$, on peut faire l'approximation $\left(\frac{1}{1+x}\right)^{\frac{1}{2}} \approx 1 - \frac{x}{2}$, or $j\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \ll 1$ donc :

$$Z_{S\text{-supra}} \approx j \cdot \left(\frac{\omega\mu}{\sigma_2}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(1 - \frac{j}{2} \cdot \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) = \left(\frac{\omega\mu}{\sigma_2}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(j + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_1}{\sigma_2}\right) \quad \text{II.19.}$$

En utilisant l'\u00e9quation II.7 on se retrouve \u00e0 :

$$Z_{S\text{-supra}} = \left(\frac{\omega\mu}{1}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(j + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_1}{\omega\mu\lambda_L^2}\right) = \frac{\sigma_1\omega^2\mu^2\lambda_L^3}{2} + j\omega\mu\lambda_L \quad \text{II.20.}$$

$$X_{S\text{-supra}} = \omega\mu\lambda_L \quad \text{II.21.}$$

$$R_{S\text{-supra}} = \frac{\sigma_1\omega^2\mu^2\lambda_L^3}{2} \quad \text{II.22.}$$

Ces r\u00e9sultats conduisent aux remarques suivantes :

La profondeur de p\u00e9n\u00e9tration d'un m\u00e9tal ($\delta_{\text{m\u00e9tal}}$, partie imaginaire de la constante de propagation γ) d\u00e9pend de la fr\u00e9quence en $\frac{1}{\sqrt{f}}$ tandis que celle d'un supraconducteur est une constante ind\u00e9pendante de la fr\u00e9quence.

La résistance de surface d'un bon métal croît en \sqrt{f} tandis que celle d'un supraconducteur croît en f^2 . La figure II.3 illustre justement l'évolution de la résistance de surface d'un bon métal (Cu) comparée à celle d'un supraconducteur (YBaCuO).

La résistance de surface et la réactance de surface sont égales dans le cas d'un bon métal tandis qu'elles sont très différentes pour les supraconducteurs. La résistance de surface d'un supraconducteur est bien plus petite que la réactance (pour des fréquences basses). A très basse fréquence, il est possible d'avoir une résistance de surface quasi-nulle avec un supraconducteur, avec une impédance non nulle.

On peut observer (Fig II.3) un des avantages des matériaux supraconducteurs par rapport à un très bon conducteur (le cuivre) pour la réalisation d'un résonateur. À 1 GHz, la résistivité du supraconducteur permet un gain de 4000 vis-à-vis de la résistivité du cuivre. Or dans le cas de résonateurs planaires, les pertes par conduction sont prédominantes et imposent directement le facteur de qualité du résonateur. C'est pourquoi, grâce aux matériaux supraconducteurs, nous pouvons atteindre avec une même conception de résonateur planaire des facteurs de qualité bien supérieurs à ceux des résonateurs RF réalisés à partir de bons métaux. Toutefois, comme on peut le constater sur la Figure II.3, ces avantages sont bien moins importants à plus haute fréquence. Dans le cas du matériau présenté sur cette figure, la performance du supraconducteur rejoint celle du conducteur non supra à une fréquence de l'ordre de 250 GHz.

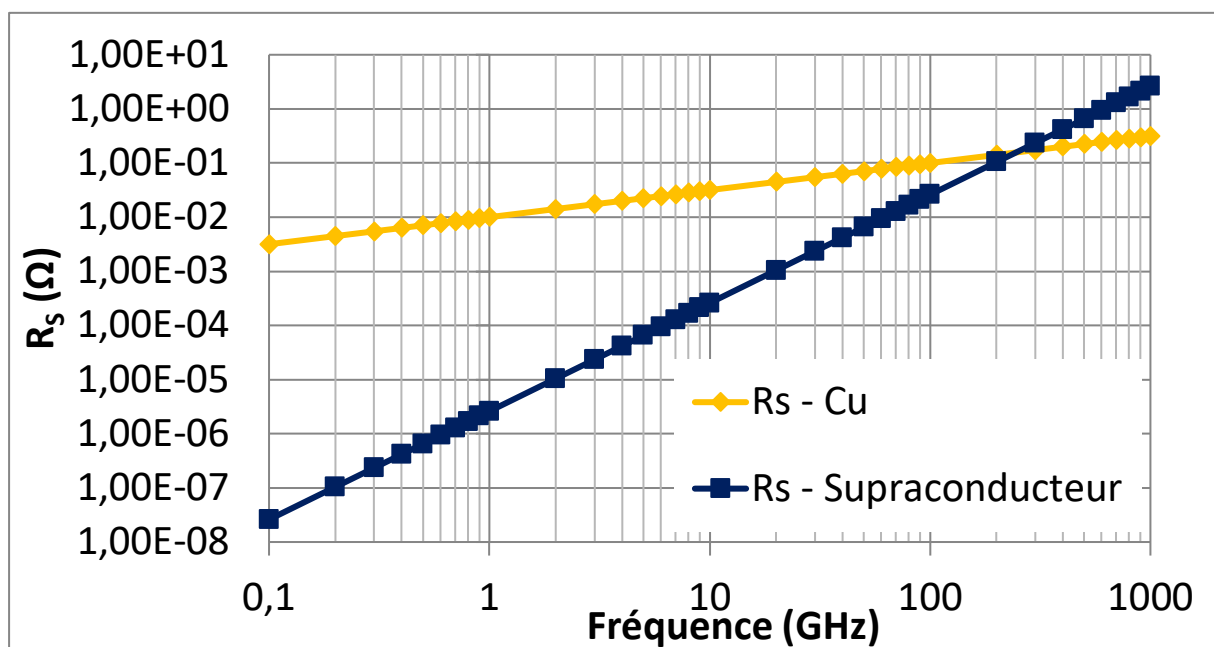


Figure II-3 : Variation en fonction de la fréquence de la résistance de surface d'un bon métal (Cuivre) et de celle d'un supraconducteur (YBa₂Cu₃O_{7-δ})

II.2 Le résonateur supraconducteur de l'Unité Mixte de Physique CNRS, Thales, Université Paris-Saclay

II.2.1 Réalisation du composant

Nous venons de voir que les matériaux supraconducteurs sont théoriquement avantageux pour la réalisation de résonateurs à faibles pertes et donc à fort facteur de qualité. Maintenant, pour passer de la théorie à la réalisation concrète, nous nous sommes appuyés sur l'expertise des équipes de l'Unité Mixte de Physique CNRS, Thales, Paris XI (UMPhy). En effet, les résonateurs que nous avons utilisés tout au long de cette thèse ont été conçus dans leur laboratoire. Ils sont basés sur les travaux de thèse de Julien Kermorvant [Kermorvant 2010]. Lors de cette thèse, un résonateur à 1 GHz a été développé avec la technologie supraconducteur à haut T_c dans l'optique de réaliser un oscillateur à faible bruit de phase. Nos travaux s'inscrivent donc dans une continuité directe de cette étude. Nous détaillons dans cette partie quelques éléments importants de la conception de ce résonateur.

Les objectifs initiaux étaient de disposer d'un fort facteur de qualité avec une bonne tenue en puissance, le tout en gardant un résonateur compact. Ces caractéristiques ont mené à une première conception présentée en figure II.4. Il s'agit d'une ligne en $\lambda/2$ couplée. Ce dessin permet d'avoir un résonateur compact (13.5mm x 8.5mm) avec un facteur de qualité à vide entre 240 000 et 400 000 selon la température. La figure II.15 montre la tenue en puissance de ce résonateur pour différentes températures. Nous pouvons voir ici que l'inconvénient principal de ce résonateur est sa tenue en puissance. Très rapidement, lorsque le résonateur est soumis à une augmentation de sa puissance injectée, ses performances se dégradent.

Extrait de la thèse de J. Kermorvant :

« La géométrie du résonateur semble jouer un rôle important sur la dégradation du facteur de qualité. Pour obtenir des puissances seuil suffisamment élevées, il faut diminuer la densité de courant dans les coins du résonateur, en jouant sur la géométrie. La Figure 4.11 est le résultat d'une simulation numérique, réalisée à l'aide du logiciel SONNET, qui compare la distribution du courant dans un résonateur supraconducteur où l'un des angles droits a été remplacé par un arrondi. Le profil dans la Figure 4.11(b) réalisé selon le trait noir dans la Figure 4.11(a) indique une augmentation de la valeur du courant sur le côté extérieur du coin arrondi. Cette augmentation est la conséquence d'une redistribution du courant dans la ligne supraconductrice. Par ailleurs, la valeur maximale du courant dans la partie intérieure du coin arrondi est deux fois plus petite que celle du courant dans la partie intérieure du coin à angle droit. Ce résultat nous a amené à redéfinir la géométrie du résonateur en faisant disparaître tous les angles droits. »

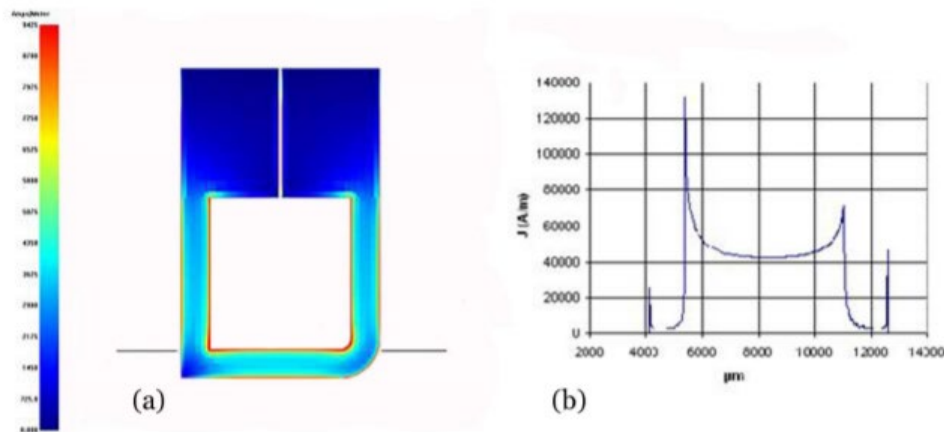


Figure II-4 – (a) Répartition des courants dans un résonateur supraconducteur où l'un des angles droits a été remplacé par un arrondi. (b) graphique représentant le courant en fonction de la position sur la ligne supraconductrice le long d'une coupe réalisée selon le trait noir de la figure (a) – Thèse L. Kermorvant

Un deuxième dessin a donc été réalisé avec tous les angles arrondis (Figure II.7) et permettant une meilleure tenue en puissance du résonateur, comme on peut le constater sur la figure ci-dessus, où le pic de courant est moindre pour le bord arrondi. Ce deuxième dessin est celui utilisé dans le cadre des travaux présentés dans ce manuscrit. A ce dessin, deux lignes de couplage électromagnétique ont été ajoutées. En effet, pour pouvoir utiliser ce résonateur dans une boucle d'oscillation, il lui faut un moyen de couplage. Deux lignes 50Ω ont ainsi été incorporées au design. En variant leurs espacements avec le résonateur, nous pouvons ajuster les coefficients de couplage. Nous avons justement eu l'occasion au cours de la thèse de tester différents niveaux de couplage, mais nous ne détaillerons ici que le résonateur avec des pertes de couplages de 6 dB.

II.2.2 Montée en TRL

Un des éléments encadrant cette thèse a été la montée TRL (Technology Readiness Level) de l'oscillateur. En effet, les travaux réalisés à l'UMPhy ont été menés lors des années précédentes pour concevoir des résonateurs HTS (High-Temperature Superconductor) compacts, à forte tenue en puissance et à très grand facteur de qualité. Tout de la conception à la réalisation, a été réalisé par leurs équipes. Ils pouvaient donc pourvoir à des demandes jusqu'à un niveau de TRL3, mais devaient mettre en place une « Supply-Chain » pour atteindre un TRL5 pour que les divisions THALES s'approprient cette technologie. De plus, les tests de ces résonateurs avaient été faits dans des cryostats de laboratoire, donc non adaptés aux systèmes embarqués. Il fallait donc, pour pouvoir passer à une réalisation industrielle, être capable de répondre à deux problèmes :

Trouver un fournisseur capable de réaliser un résonateur depuis un design fourni, tout en gardant les très bonnes performances déjà démontrées par l'UMPhy.

Trouver, adapter ou créer un système compact capable de refroidir un résonateur avec son système d'amplification (dans le cadre de la réalisation d'un oscillateur).

Le choix fait pour la réalisation des résonateurs s'est porté sur l'entreprise CERACO. Cette société allemande est la référence mondiale sur la fourniture de films HTS de qualité. Elle est apte à fournir des échantillons HTS double face sur des substrats de dimensions allant jusqu'à un diamètre de 3". Plusieurs échantillons ont pu être testés afin de valider la qualité et le respect des contraintes imposées à CERACO. Les échantillons étudiés dans le cadre du résonateur RF HTS sont composés d'un substrat approprié sur lequel est déposé une association de couches supraconductrices. Étant donné que les circuits HTS sont conçus avec une configuration microruban, il est nécessaire que chaque échantillon soit composé d'un dépôt double face sur un substrat homogène en épaisseur, présentant une constante diélectrique ϵ_R appropriée et des pertes les plus faibles possibles ($\tan\delta$ faible).

L'échantillon type, utilisé dans notre cas, est composé d'un dépôt de matériau $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ (YBCO) déposé sur les deux faces d'un substrat monocristallin en MgO de 2" de diamètre. Une des faces YBCO est recouverte d'un film Au. Un cahier des charges a été réalisé afin de confirmer la capacité technologique de CERACO à réaliser les résonateurs HTS. Dans le cas de ce projet, dans lequel des circuits HTS fonctionnant en régime RF sont modélisés, il est nécessaire que le procédé de fabrication des circuits HTS :

- respecte les dimensions des éléments du circuit ainsi que leur positionnement relatif, qui doivent être les plus fidèles possible au dessin de la modélisation. Une valeur de $\pm 1 \mu\text{m}$ sera visée.

- dégrade le moins possible les propriétés HTS. Une valeur de $R_s < 300 \mu\Omega$ à 10 GHz et 77 K après fabrication sera visée.

Après fabrication des circuits sur l'échantillon, il faut procéder à la découpe individuelle des circuits afin de pouvoir les utiliser. Cette étape doit :

- préserver l'intégrité du circuit et du plan de masse (pas de rayure, pas d'amorce de clivage, pas de décollement des couches).

- respecter les dimensions des circuits. Une tolérance sur le respect du plan de découpe de $10 \mu\text{m}$ sera visée. Pour pouvoir tenir cette valeur de tolérance, il faudra prendre en compte, dans l'établissement du dessin du masque de fabrication du circuit, les dimensions réelles du trait de découpe obtenu par l'opérateur.

- présenter un trait de découpe rectiligne avec des bords propres. Une dimension d'éclats $< 100\mu\text{m}$ sera acceptée et $< 50\mu\text{m}$ sera visée.

Sous la notion de technologie HTS, nous considérons l'ensemble des étapes technologiques qui vont permettre de fabriquer les circuits HTS à partir d'échantillons tels que décrits précédemment. Le procédé de fabrication des circuits HTS est similaire à celui de la technologie des semi-conducteurs. Les équipements et les techniques sont identiques. Seules les conditions de mise en œuvre sont adaptées à la présence du matériau HTS et à des dimensions de substrat qui peuvent être différentes. Les principales étapes du procédé technologique sont décrites sur la figure suivante :

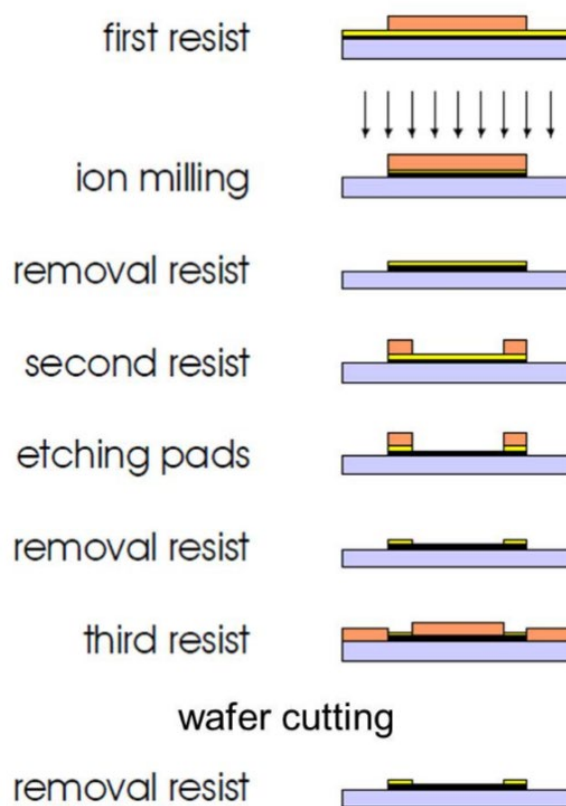


Figure II-5: Procédé technologique de réalisation des circuits HTS

Détail du procédé.

1. First resist : réalisation du masque résine qui définit les motifs YBCO sur la face avec le film Au in situ.
2. Ion milling : gravure IBE des niveaux Au et YBCO.
3. Removal resist : dissolution du masque de résine.

4. Second resist : réalisation du masque résine qui définit les motifs de contact Au sur la face avec le film Au in situ.
5. Etching pads : gravure en voie humide KI/I2 du film Au
6. Removal resist : dissolution du masque de résine.
7. Third resist : enduction de résine de protection sur face circuits avant l'étape de découpe.

Bien évidemment il fut convenu que tout constat de situation semblant anormale et/ou d'incident au cours des travaux soit signalé. Comme attendu, un ensemble de résonateurs a pu être réalisé grâce à l'expertise de CERACO. Le premier lot réalisé est présenté Figure II.6.

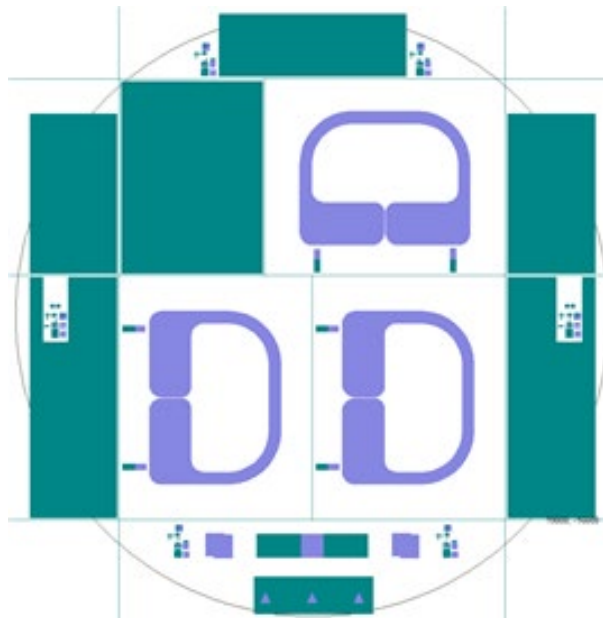


Figure II-6: Masque des résonateurs HTS

C'est avec ces résonateurs que j'ai eu l'occasion de mener mes premières expériences, en vérifiant leurs performances et en les comparant à ceux réalisés par le passé par l'UMPhy. A l'aide d'une technique de mesure à l'analyseur de réseaux et de boucles à induction (cf Figure II.7), nous avons caractérisé le coefficient de qualité de ces résonateurs à 77K et les fréquences de résonance. Sur la photo ci-dessous, nous pouvons voir le résonateur placé dans une cavité en cuivre, laquelle est ensuite plongée dans de l'azote liquide. Afin d'homogénéiser la température de la cavité, et donc du résonateur, nous injectons un flux constant d'azote sec. Il est intéressant d'observer lors du refroidissement l'apparition de l'effet supraconducteur au moment où l'YBCO passe en dessous de 87.7K. De plus, étant donné la variation de la fréquence de résonance en fonction de la température, nous pouvons en fonction du débit

d'azote sec injecté faire varier cette fréquence de résonance. Lorsqu'elle atteint une valeur maximale, nous sommes certains d'être à la température la plus basse, c'est à dire celle de l'azote liquide : 77K. Une deuxième mesure que nous avons pu faire grâce à ce dispositif de test est celle de la variation du facteur de qualité en fonction de la position du résonateur par rapport aux bords de la cavité. Nous avons pu déterminer ainsi la taille minimale du résonateur permettant d'obtenir la surtension recherchée et minimiser son volume pour optimiser l'intégration de l'oscillateur.



Figure II-7: Résonateur dans une cavité de cuivre plongé dans l'azote liquide.

L'ensemble des résonateurs testés ont présenté des facteurs de qualité d'au moins 200 000 à 77 K. De plus une dispersion des caractéristiques inférieure à 2 % a été observée entre les différents résonateurs. Ces résultats confirment la qualité des réalisations effectuées par notre sous-traitant. Un nouvel ensemble de résonateurs optimisé par l'UMPhy et réalisé par CERACO est présenté figure II.8. La suite du manuscrit présentera, plus en détail, les performances du résonateur utilisé pour la réalisation de notre oscillateur tout cryogénique.

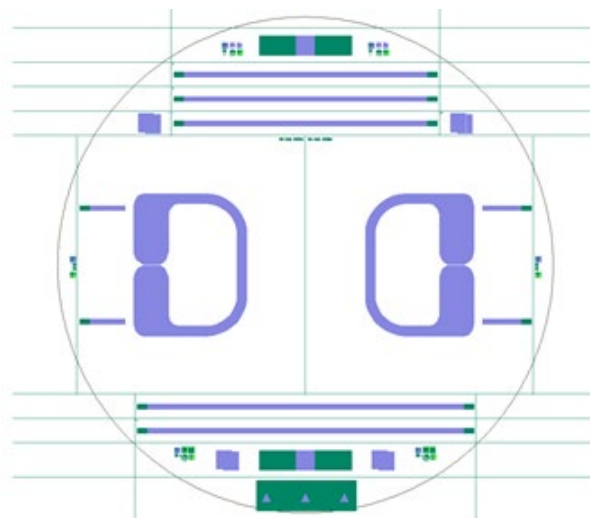


Figure II-8: Schéma du résonateur utilisé pour les premiers tests (cavité de cuivre plongé dans l'azote).

II.2.3 Machine cryogénique

Si l'on souhaite développer un oscillateur cryogénique compact intéressant industriellement, on ne peut se limiter à améliorer la technologie HTS. En effet, il est tout aussi nécessaire d'un point de vue opérationnel de disposer d'un système de refroidissement compact. Travailler sur le cryostat est donc essentiel pour les applications de type militaire et aérospatial, qui ont un grand besoin de réduction de taille, de poids, de puissance consommée, tout en gardant de très bonnes performances, une longue durée de vie et une grande fiabilité. De plus, en raison du fort coût R&D lié au développement d'un cryostat, il est intéressant d'utiliser cette approche dans différents systèmes ou applications, comme le filtrage RF, les multiplexeurs, les oscillateurs ou divers détecteurs. Ceci a amené l'UMPhy à développer l'enceinte de refroidissement autour d'un système de refroidissement ayant déjà fait ses preuves en termes de fiabilité et de compacité. En collaboration avec Thales Cryogenics, l'un des leaders européens des technologies cryogéniques, un compromis entre les contraintes opérationnelles et nos besoins spécifiques a pu être trouvé [Willens 2015, d'Allivy Kelly 2017].

Thales propose différentes machines permettant le refroidissement à des températures cryogéniques (entre 60K et 80K) : les « rotary monoblocs », les « linear split Stirling » et les « Pulse Tubes ». Dans le cas d'un oscillateur, l'isolation vis-à-vis des vibrations est un point critique. Pour cette raison, nous avons éliminé la technologie « rotary », même s'il s'agit de la technologie la plus compacte, car le moteur est directement lié au doigt froid. En effet, avec cette technologie, un piston permettant le refroidissement de l'oscillateur se trouve dans le doigt froid. Ce piston va créer des vibrations mécaniques qui seront forcément transmises à l'oscillateur. C'est pourquoi l'utilisation d'un système type « pulse tube » semble plus adéquat pour notre application. En effet, l'avantage de cette technologie est qu'il n'y a aucun élément mécanique se déplaçant dans le doigt froid, ce qui permet d'éviter les vibrations. De plus, il est possible de diminuer l'impact du compresseur sur le doigt froid en optimisant la géométrie des tubes entre ces deux éléments.

Après avoir choisi le système de cryostat le plus adapté à notre application, l'enceinte dans laquelle l'oscillateur final sera placé a pu être réalisé par l'équipe de l'UMPhy. C'est par cette enceinte que les éléments extérieurs sont reliés à notre système. Comme on peut le voir sur la figure II.9, elle fait l'interface entre la partie sous-vide et l'extérieur. C'est aussi à cet endroit que sont reliés les connecteurs DC et RF nécessaires pour l'oscillateur et les sondes de température. Une attention particulière a été apportée aux contraintes cryogéniques imposées à l'oscillateur tout au long de sa conception. En effet, nous devons prendre en compte les différentes étapes de montage de l'oscillateur, sa taille et sa position sur le doigt froid, mais surtout l'isolation électrique cryostat-oscillateur pour ne pas créer une boucle de masse. Toutes ces étapes ont bien évidemment été réalisées avec des fournisseurs industriels

dans le but d'une possible industrialisation du système, tout ceci étant contrôlé pour assurer la montée en TRL.

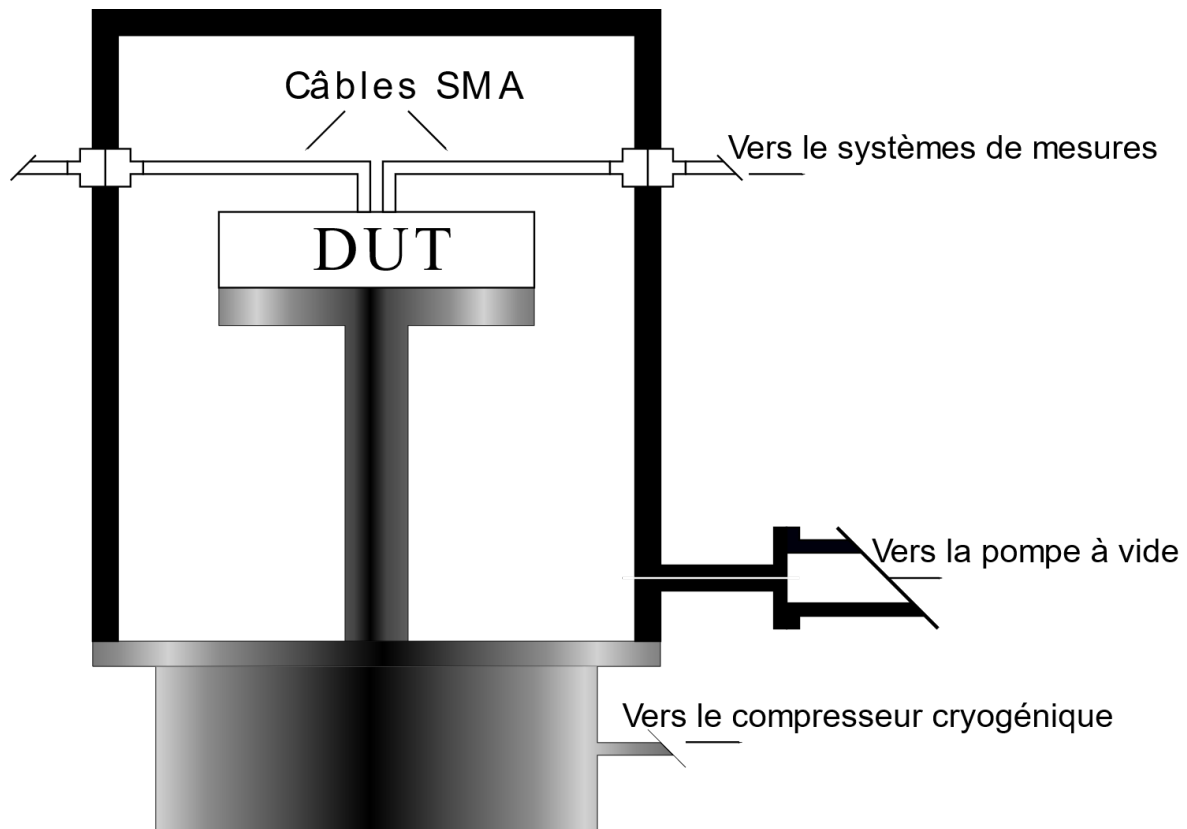


Figure II-9 : Schémas du cryogénérateur.

Grâce à ce travail, nous avons pu utiliser au cours de la thèse une machine cryogénique compacte et fiable permettant la descente jusqu'à 60 K. Le choix d'une machine Pulse-Tube a permis une minimisation du bruit, sans être cependant le système cryogénique le plus compact. Des travaux sont aujourd'hui en cours pour améliorer la compacité de cette machine et la rendre plus facilement embarquable.

II.3 Caractérisation du résonateur

II.3.1 Modèle analytique et électrique

A ce jour, de nombreuses technologies différentes existent pour réaliser des résonateurs dans la gamme des radio-fréquences, chaque famille de résonateur ayant ses caractéristiques propres. Certains composants fonctionnent à quelques kHz, d'autres à quelques centaines de GHz, certains fonctionnent à température ambiante, d'autres à 4 K. Les effets physiques mis en œuvre pour la résonance sont également très divers : il peut s'agir d'une résonance purement électrique (ou électromagnétique) ou d'un effet nécessitant un transfert vers un autre type d'onde (ondes acoustiques pour les résonateurs piézoélectriques ou ondes optiques dans le cas des OEO). Il est donc légitime de se demander si un moyen de comparer de tels résonateurs si différents entre eux existe. La réponse dépend de l'utilisation recherchée et des contraintes limitantes. Le meilleur résonateur pour une montre ne peut pas être (à l'heure actuelle) un résonateur refroidi à 4 K, à cause du poids et de l'encombrement de tels systèmes.

Dans des applications d'oscillateurs à haute pureté spectrale, l'un des paramètres essentiels pour le résonateur est son facteur de qualité. C'est ce paramètre qui régit la stabilité court terme de l'oscillation, c'est-à-dire le bruit de phase. Comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent, il nous est impossible de rivaliser avec les sources commerciales actuelles sans obtenir un excellent facteur de qualité. La méthode la plus classique pour évaluer le facteur de qualité d'un résonateur est d'utiliser la mesure des paramètres S.

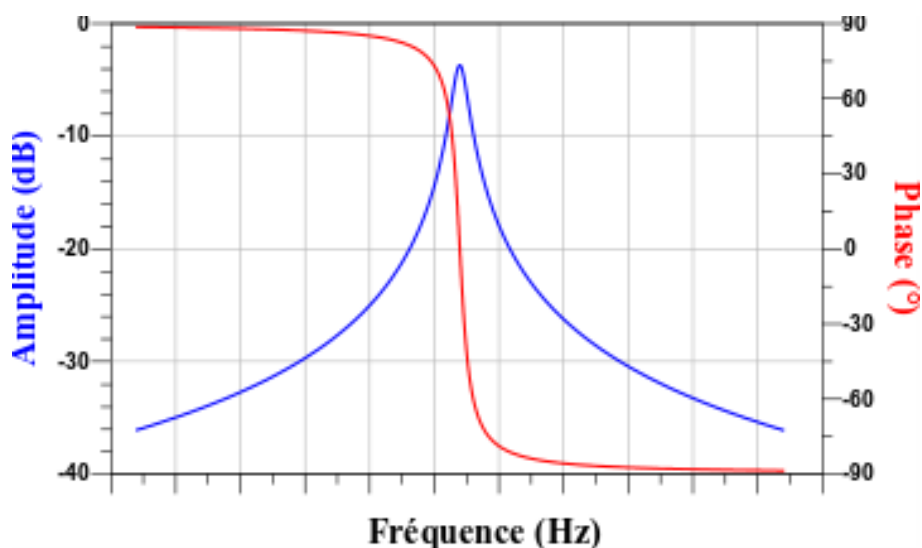


Figure II-10: Illustration de la réponse en amplitude et en phase d'un résonateur hyperfréquence.

La figure II.10 nous montre la réponse typique en transmission (S_{21}) d'un résonateur micro-onde lors d'une mesure à l'analyseur de réseaux. Analytiquement la fonction de transfert d'un tel système peut s'écrire :

$$H(f) = \frac{H_0}{1 + j \cdot Q_0 \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad \text{II.23.}$$

Avec H_0 correspondant aux pertes en transmission, f_0 étant la fréquence centrale et Q_0 le facteur de qualité à vide de notre résonateur. D'un point de vue circuit, cette résonance peut aussi être modélisée par un circuit RLC série ou parallèle [Kermorvant 2010, Kurokawa 1969, Mahyuddin 2006]. Dans notre cas nous proposons un modèle RLC série, la résistance R permettant de représenter les pertes en transmission et le couple bobine-capacité (L, C) déterminant la fréquence de résonance. A cette fonction de base de la résonance, nous pouvons ajouter des coefficients de couplage β permettant de prendre en compte les éléments d'accès au résonateur (qui peuvent être des boucles de couplage dans le cas de résonateurs diélectriques ou des lignes couplées pour les résonateurs). Pour un résonateur à 2 ports, la nouvelle fonction de transfert devient :

$$\begin{aligned} H_{total}(f) &= \frac{H_0}{1 + j \cdot \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \\ &= \frac{H_0}{1 + j \cdot Q_L \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \end{aligned} \quad \text{II.24.}$$

Avec Q_L le coefficient de qualité en charge. Avec une approche circuit, la partie couplage peut être représentée par un transformateur à chaque port (cf Figure II.11). Nous détaillons par la suite les équations du modèle circuit afin de montrer l'équivalence avec l'équation (II.24). Nous souhaitons étudier les paramètres S du résonateur entre deux ports d'un analyseur de réseaux, avec le port 1 en mode émission d'une puissance micro-onde P_{IN} (représenté par un générateur d'impédance interne Z_0) et le port 2 en réception (représenté par une charge Z_0).

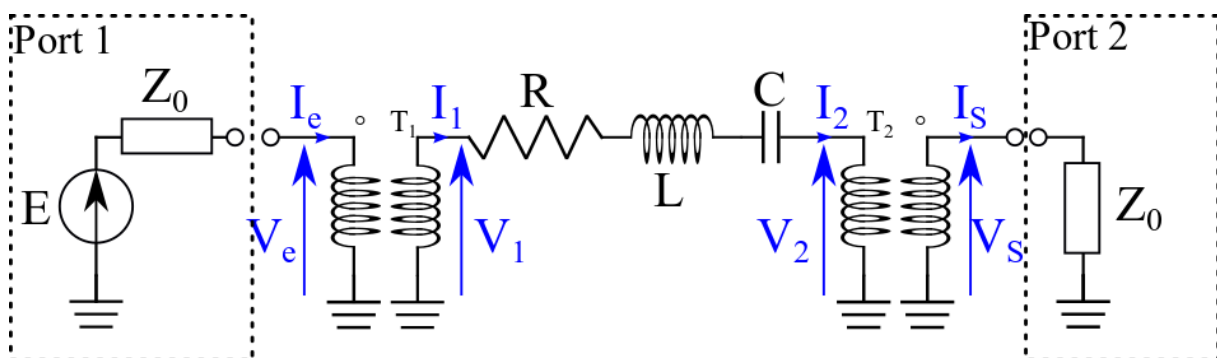


Figure II-11: Modèle électrique RLC série d'un résonateur hyperfréquence 2 ports

branché sur un analyseur de réseaux

$$E = 2I_e Z_0 \quad \text{II.25.}$$

$$P_{IN} = \frac{E^2}{2Z_0} \quad \text{II.26.}$$

$$V_S = I_S Z_0 \quad \text{II.27.}$$

Les équations des transformateurs (T_1 et T_2 étant leurs rapports de couplages respectifs) sont :

$$V_1 = T_1 \cdot V_e \quad \text{II.28.}$$

$$V_2 = T_2 \cdot V_S \quad \text{II.29.}$$

$$I_1 = \frac{I_e}{T_1} \quad \text{II.30.}$$

$$I_2 = \frac{I_S}{T_2} \quad \text{II.31.}$$

L'impédance totale de l'ensemble du résonateur supraconducteur est :

$$Z_{Reso} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} = R \left(1 + j\frac{L}{R}\omega + \frac{1}{jRC\omega} \right)$$

$$Z_{Reso} = R \cdot \left(1 + \frac{j}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(\sqrt{LC} \cdot \omega - \frac{1}{\sqrt{LC} \cdot \omega} \right) \right) \quad \text{II.32.}$$

On pose :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{II.33.}$$

$$Q_0 = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{II.34.}$$

$$\Delta_f = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad \text{II.35.}$$

On obtient :

$$Z_{Reso} = R \cdot \left(1 + Q_0 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right) = R \cdot (1 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta_f) \quad \text{II.36.}$$

Les paramètres S sont donnés par :

$$\begin{cases} S_{11}(f) = \frac{V_e - I_e \cdot Z_0}{V_e + I_e \cdot Z_0} \\ S_{21}(f) = \frac{V_S + I_S \cdot Z_0}{V_e + I_e \cdot Z_0} \end{cases} \quad \text{II.37.}$$

Pour simplifier ces équations nous avons besoin d'exprimer I_e et V_e en fonction de V_S . En combinant les équations II.27, II.30, II.31 et $I_1 = I_2$, on obtient :

$$I_e = T_1 I_1 = T_1 I_2 = \frac{T_1}{T_2} \cdot I_S = \frac{T_1 \cdot V_S}{T_2 \cdot Z_0} \quad \text{II.38.}$$

De même avec les différentes équations précédentes on a :

$$V_e = \frac{V_1}{T_1} = \frac{1}{T_1} \cdot (V_2 + I_2 \cdot Z_{Reso}) = \frac{1}{T_1} \cdot \left(T_2 V_S + Z_{Reso} \cdot \frac{I_S}{T_2} \right) \quad \text{II.39.}$$

$$V_e = \frac{V_S}{T_1} \cdot \left(T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} \right)$$

En remplaçant les équations II.27, II.38 et II.39 dans II.37, on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{\frac{V_S}{T_1} \left(T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} \right) - \frac{T_1 \cdot V_S}{T_2 \cdot Z_0} \cdot Z_0}{\frac{V_S}{T_1} \left(T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} \right) + \frac{T_1 \cdot V_S}{T_2 \cdot Z_0} \cdot Z_0} \\ S_{21}(f) = \frac{V_S + \frac{V_S}{Z_0} \cdot Z_0}{\frac{V_S}{T_1} \left(T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} \right) + \frac{T_1 \cdot V_S}{T_2 \cdot Z_0} \cdot Z_0} \end{cases} & \Leftrightarrow \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{\frac{T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} - \frac{T_1}{T_2}}{\frac{T_1}{T_1} + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_1 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}}{\frac{T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}{\frac{T_1}{T_1} + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_1 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}} \\ S_{21}(f) = \frac{\frac{2 \cdot Z_0 \cdot T_1 \cdot T_2}{T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}}{\frac{T_2 + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}{\frac{T_1}{T_1} + \frac{Z_{Reso}}{Z_0 \cdot T_1 \cdot T_2} + \frac{T_1}{T_2}}} \end{cases} \quad \text{II.40.} \\ \Leftrightarrow \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{Z_0 \cdot T_2^2 + Z_{Reso} - Z_0 \cdot T_1^2}{Z_0 \cdot T_2^2 + Z_{Reso} + Z_0 \cdot T_1^2} \\ S_{21}(f) = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot T_1 \cdot T_2}{Z_0 \cdot T_2^2 + Z_{Reso} + Z_0 \cdot T_1^2} \end{cases} \end{aligned}$$

On pose :

$$\begin{cases} \beta_1 = \frac{Z_0 \cdot T_1^2}{R} \\ \beta_2 = \frac{Z_0 \cdot T_2^2}{R} \end{cases} \quad \text{II.41.}$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} S_{11}(f) = \frac{R \cdot \beta_2 + Z_{Reso} - R \cdot \beta_1}{R \cdot \beta_2 + Z_{Reso} + R \cdot \beta_1} \\ S_{21}(f) = \frac{2 \cdot \sqrt{R^2 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}}{R \cdot \beta_2 + Z_{Reso} + R \cdot \beta_1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{R \cdot \beta_2 + R \cdot (1 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta f) - R \cdot \beta_1}{R \cdot \beta_2 + R \cdot (1 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta f) + R \cdot \beta_1} \\ S_{21}(f) = \frac{2 \cdot \sqrt{R^2 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}}{R \cdot \beta_2 + R \cdot (1 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta f) + R \cdot \beta_1} \end{cases} \quad \text{II.42.}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{1 - \beta_1 + \beta_2 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta_f}{1 + \beta_1 + \beta_2 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta_f} \\ S_{21}(f) = \frac{2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2 + j \cdot Q_0 \cdot \Delta_f} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} S_{11}(f) = \frac{\frac{1 - \beta_1 + \beta_2 + j \cdot \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \cdot \Delta_f}{1 + j \cdot \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \cdot \Delta_f}}{1 + j \cdot \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \cdot \Delta_f} \\ S_{21}(f) = \frac{\frac{2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2}}{1 + j \cdot \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \cdot \Delta_f} \end{cases}$$

Or

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} \quad \text{II.43.}$$

Et

$$\begin{cases} S_{11}(f_0) = \frac{1 - \beta_1 + \beta_2}{1 + \beta_1 + \beta_2} \\ S_{21}(f_0) = \frac{2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2} \end{cases} \quad \text{II.44.}$$

Donc :

$$\begin{cases} S_{11}(f) = \frac{S_{11}(f_0) + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f}{1 + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f} \\ S_{21}(f) = \frac{S_{21}(f_0)}{1 + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f} \end{cases} \quad \text{II.45.}$$

Par analogie, en remplaçant le port 1 par le port 2 on a :

$$\begin{cases} S_{22}(f) = \frac{S_{22}(f_0) + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f}{1 + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f} \\ S_{12}(f) = \frac{S_{12}(f_0)}{1 + j \cdot Q_L \cdot \Delta_f} \end{cases} \quad \text{II.46.}$$

Avec

$$\begin{cases} S_{22}(f_0) = \frac{1 - \beta_2 + \beta_1}{1 + \beta_1 + \beta_2} \\ S_{12}(f_0) = \frac{2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2} \end{cases} \quad \text{II.47.}$$

Nous retrouvons bien avec ce modèle une fonction de transfert de la forme de (Eq II.46). En utilisant des mesures de paramètres S, nous pouvons retrouver H_0 , Q_L , Q_0 et f_0 . Ce qui nous donne une bonne description d'un résonateur.

$$f_0 = \text{fréquence pour laquelle } S_{21} \text{ est maximal} \quad \text{II.48.}$$

$$H_0 = S_{21}(f_0) = \max(|S_{21}(f)|) \quad \text{II.49.}$$

Le calcul de Q_L est généralement fait à partir de la bande passante à 3 dB. Toutefois, dans notre cas, à cause de non-linéarité du résonateur que nous détaillons dans la suite de ce chapitre, nous préférons calculer Q_L en utilisant la pente de phase de S_{21} . De plus, dans le calcul du bruit de phase d'une boucle d'oscillation, le modèle de Leeson utilise cette même pente de phase à la fréquence de résonance. Il s'agit donc du paramètre important pour une réalisation d'oscillateur.

$$\phi(f) = \arg(S_{21}(f)) = -\arctan\left(Q_L \cdot \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right) \quad \text{II.50.}$$

$$\frac{\delta\phi(f)}{\delta f} = -\frac{Q_L \left(\frac{1}{f_0} + \frac{f_0}{f^2}\right)}{1 + Q_L^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2} \quad \text{II.51.}$$

$$\frac{\delta\phi(f_0)}{\delta f} = -\frac{2 \cdot Q_L}{f_0} \quad \text{II.52.}$$

$$Q_L = -\frac{\delta\phi(f_0)}{\delta f} * \frac{f_0}{2} \quad \text{II.53.}$$

Nous pouvons ensuite retrouver Q_0 à l'aide des coefficients de couplage (Eq II.43) et ces coefficients sont extraits des équations II.44 et II.47.

$$\begin{cases} \beta_1 = \frac{1 - S_{11}(f_0)}{S_{11}(f_0) + S_{22}(f_0)} \\ \beta_2 = \frac{1 - S_{22}(f_0)}{S_{11}(f_0) + S_{22}(f_0)} \end{cases} \quad \text{II.54.}$$

Dans le cas où le résonateur est symétrique avec deux accès identiques, nous avons :

$$\begin{cases} S_{11}(f_0) = S_{22}(f_0) = \frac{1}{1 + 2 \cdot \beta_1} \\ S_{21}(f_0) = S_{12}(f_0) = \frac{2 \cdot \beta_1}{1 + 2 \cdot \beta_1} \end{cases} \quad \text{II.55.}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{1 - S_{11}(f_0)}{2 \cdot S_{11}(f_0)} \quad \text{II.56.}$$

Grâce aux mesures de paramètres S d'un résonateur, nous pouvons le caractériser complètement. Ces mesures nous permettent de réaliser un modèle circuit du résonateur. En effet, si l'on connaît le facteur de qualité, les coefficients de couplage et la fréquence centrale nous pouvons retrouver R, L, C, T_1 et T_2 équivalent autour de la résonance.

II.3.2 Mesure du résonateur.

Maintenant que nous avons décrit la théorie, nous allons exposer l'approche expérimentale pour la caractérisation du résonateur à partir des paramètres S relevés à l'analyseur de réseau. Pour cela nous réalisons un circuit de test du résonateur composé de deux lignes d'accès RF (Figure II.12) liés au résonateur avec des fils de « bonding ». Ce montage est placé sur le doigt froid d'un cryostat permettant la descente en température du résonateur jusqu'à 60 K. Pour relier les lignes micro-ruban vers l'extérieur du cryostat, nous utilisons des connecteurs « end-launch » et des câbles SMA. Le cryostat est ensuite connecté à l'analyseur de réseau par d'autres câbles SMA. Dans nos conditions de mesure, nous ne pouvons réaliser un calibrage au plus proche du résonateur. La fréquence de la résonance dépend de la température du résonateur et nous aurions dû faire un calibrage large bande pour caractériser la résonance à plusieurs températures, ce qui limite la précision en fréquence. Nous avons calibré dans le plan d'entrée du cryostat et nous avons modélisé en simulation Keysight ADS les câbles d'accès ainsi que les pistes d'accès jusqu'au résonateur. Ce banc de mesure nous permet de réaliser la mesure précise des paramètres S en réflexion et en transmission de notre système chargé par des ports 50 Ω , ceci pour différents niveaux de puissance d'entrée micro-onde et pour différentes températures.

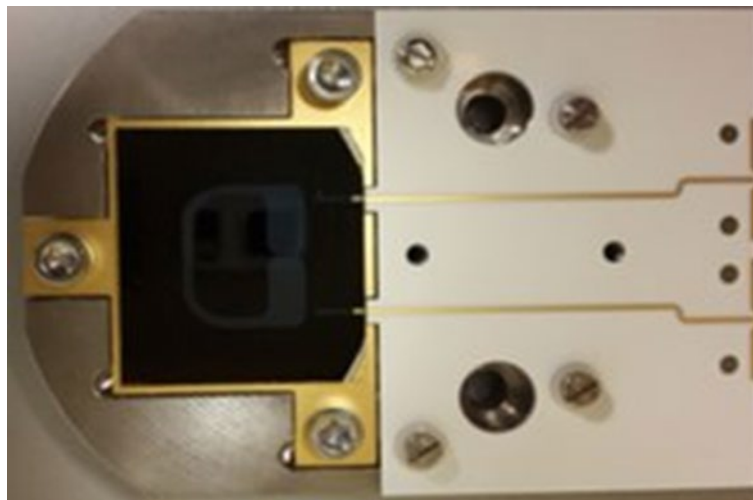


Figure II-12: Résonateur supraconducteur avec son alumine de test

Après traitement des données, nous présentons les résultats obtenus pour la température de 60K qui est la température « objectif » pour le fonctionnement de l'oscillateur.

Tableau II-1 : Résultats de mesure du résonateur à 60K

$P_{\text{Injectée}}$ en dBm	Pertes de transmission (S_{21_MAX}) en dB	Q_L (Calculé avec Eq II.53)	Q_0 (Calculé avec Eq II.53 et II.43)
-20	-6.0	200 000	450 000
-15	-6.1	195 000	440 000
-10	-6.3	193 000	420 000
-5	-6.6	180 000	370 000
0	-8.0	150 000	280 000
5	-11.1	110 000	170 000
10	-14.9	69 000	95 000

En raison du fort facteur de qualité du résonateur, lié une très faible résistance de surface du supraconducteur, la puissance circulant dans le résonateur devient très importante lorsque la puissance RF injectée augmente. Une telle puissance génère une augmentation de la température du résonateur qui crée une dissociation des paires de Cooper puis un mouvement des vortex et l'augmentation du courant de conduction normal [Kermorant 2010]. Le résultat est une perte partielle de la supraconductivité et une diminution du facteur de qualité. Il est donc nécessaire de limiter la puissance injectée dans le résonateur pour conserver ses performances.

Nous traçons par la suite les courbes de variation des paramètres du résonateur en fonction de la puissance injectée pour un ensemble de températures.

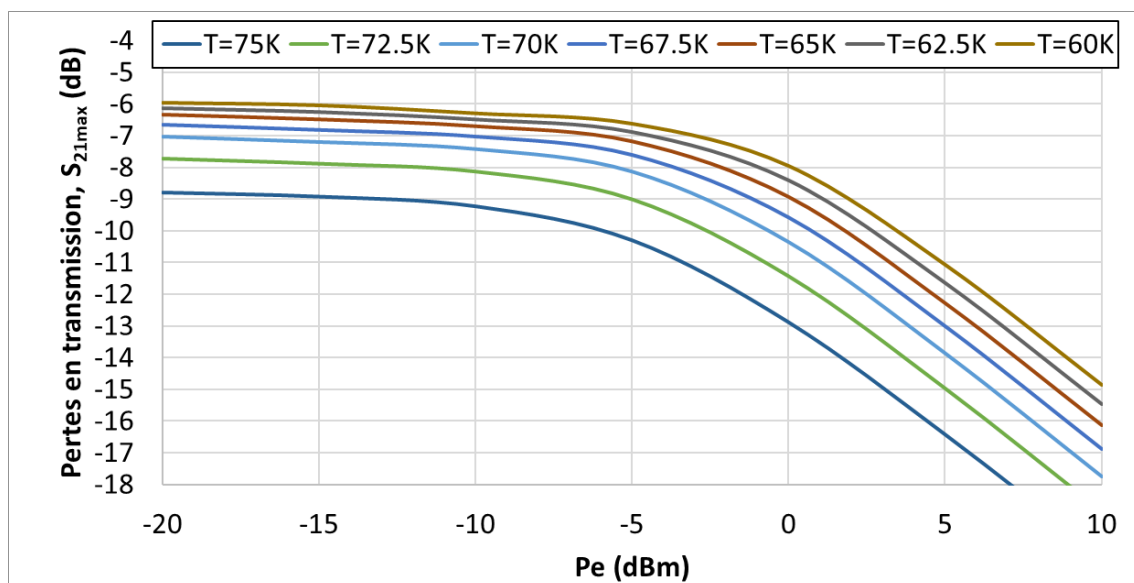


Figure II-13: Variation des pertes de transmission dans le résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.

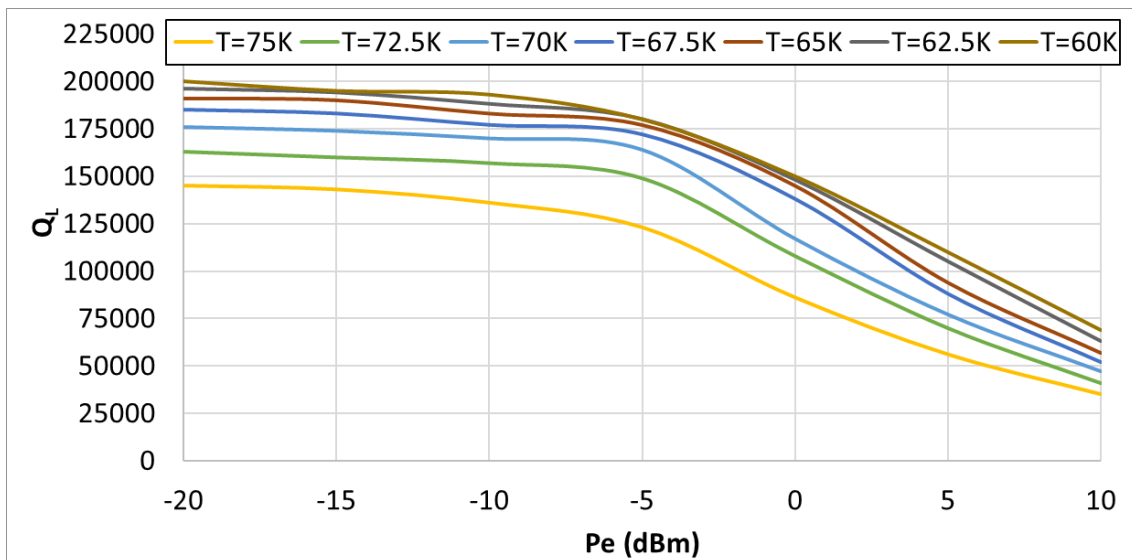


Figure II-14: Variation du facteur de qualité en charge du résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.

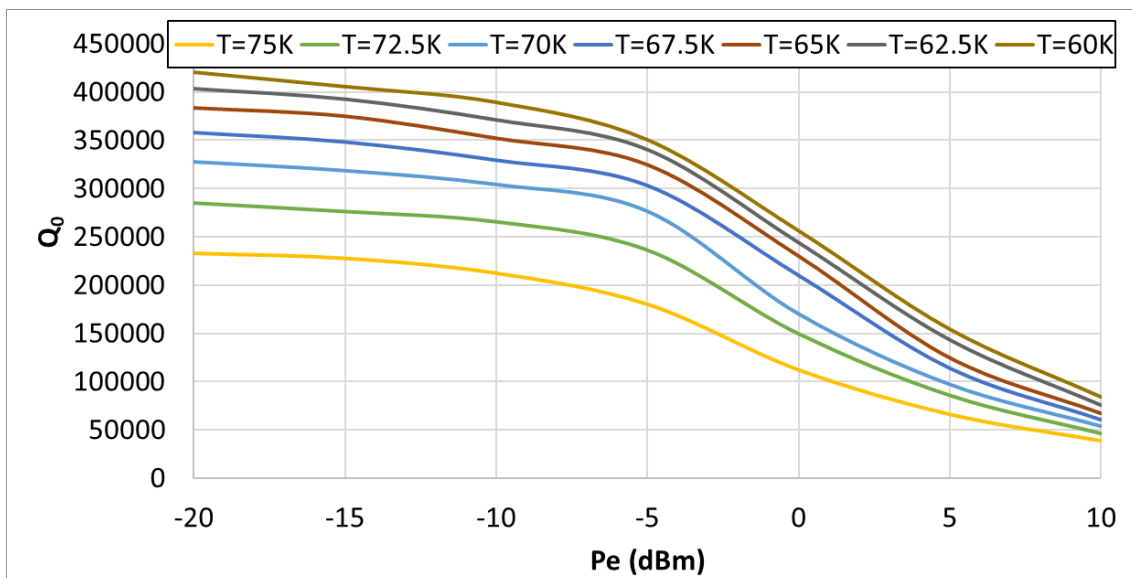


Figure II-15: Variation du facteur de qualité à vide du résonateur en fonction de la puissance injectée. Évolution de la température de 75K à 60K.

Ces résultats de mesure nous amènent à plusieurs conclusions :

Les facteurs de qualité à vide et en charge sont excellents. Avec de tels facteurs de qualité nous avons bien un résonateur adapté à la réalisation de notre oscillateur.

A partir d'un niveau de puissance trop important des effets non-linéaires commencent à apparaître. Ces effets dégradent le facteur de qualité du résonateur, augmentent les pertes en transmission et décalent la fréquence de résonance du résonateur.

Ces mesures nous confortent donc dans notre choix de résonateur pour la réalisation d'un oscillateur tout cryogénique, mais il est essentiel de limiter les effets non-linéaires pour une utilisation optimale du résonateur. Nous avons donc besoin de concevoir un modèle de résonateur prenant en compte ces effets et capable de simuler leur impact sur le bruit de phase de l'oscillateur, voire même sur l'oscillation elle-même (déclenchement ou non de l'oscillation). Un modèle décrivant l'évolution du coefficient de qualité et des pertes en transmission en fonction de la puissance injectée dans le résonateur doit donc être développé.

II.3.3 Modélisation du résonateur à l'aide de Keysight ADS

Différents modèles peuvent être utilisés pour décrire le résonateur. Dans notre cas, nous avons utilisé le modèle RLC série associé à deux transformateurs présenté Fig. II.10. Ce modèle nous permet une très bonne description du résonateur pour de faibles puissances d'entrée. Afin de prendre en compte les effets des non-linéarités liés à l'augmentation de la puissance injectée [Vendik 1997, Wosik 1999, Oates 2005], nous avons modifié certains éléments de ce circuit. Nous cherchons à prendre en compte trois effets importants : les pertes supplémentaires en transmission en fonction de la puissance, la dérive de la fréquence centrale et la dégradation du coefficient de qualité (pente phase-fréquence) en fonction de la puissance. Pour simplifier le problème nous supposons que ces effets ne sont pas corrélés. Dans un premier temps, nous traduisons la variation des pertes en remplaçant la résistance par une résistance non-linéaire en fonction du courant (Eq II.57). Dans un second temps, nous remplaçons la bobine par une bobine non-linéaire en fonction du courant, ceci afin de décrire la dérive fréquentielle (Eq II.58). Pour la dégradation du facteur de qualité, nous avons supposé puis vérifié, en implémentant ce modèle sous ADS, que cette dégradation était bien prise en compte par l'implémentation de cette résistance et cette bobine non-linéaire. Nous détaillons dans la suite de cette partie les étapes nous ayant permis de déterminer ces équations et les valeurs des paramètres associés.

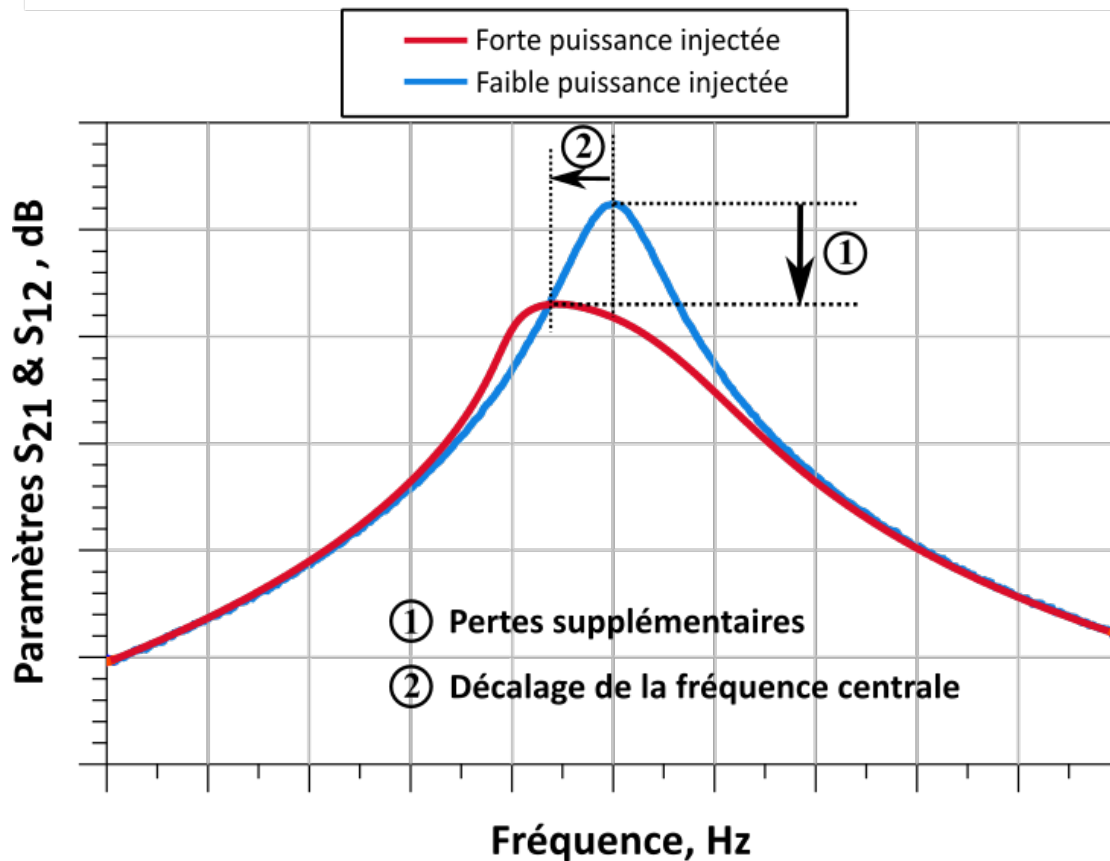


Figure II-16 : Illustration de l'effet non-linéaire dans le résonateur supraconducteur selon la puissance injectée. Deux effets des non-linéarités, pertes supplémentaires en transmission et décalage de la fréquence centrale. Le troisième effet (dégradation du facteur de qualité) induit une augmentation de la bande à 3dB du résonateur ce qui est aussi visible sur cette figure.

$$R_{non-linéaire} = R_0 \cdot (1 + \alpha_R I^2 + \beta_R I^4 + \gamma_R I^6) \quad \text{II.57.}$$

$$L_{non-linéaire} = L_0 \cdot (1 + \alpha_L I^2) \quad \text{II.58.}$$

Comme nous l'avons observé lors de nos mesures, lorsque la puissance augmente, le maximum de transmission diminue. Nous avons tracé cette évolution en fonction de la puissance injectée et nous obtenons la courbe II.16. Cette évolution des pertes en transmission peut être modélisée par une équation polynomiale en fonction de la puissance injectée. Nous avons choisi un polynôme d'ordre 3 en fonction de la puissance, qui nous semblait suffisamment proche de nos mesures. Côté modèle, dans le modèle RLC séries détaillé figure II.10, au maximum de transmission nous sommes au centre de la résonance. Nous faisons l'hypothèse que même dans le cas non-linéaire la bobine et la capacité se compensent. Ainsi il ne reste plus que la résistance. Les pertes en transmission correspondent alors aux pertes de la résistance associée aux pertes de couplage. Dans notre cas, les systèmes de couplage sont des lignes couplées qui ne peuvent pas bouger. Lors de l'augmentation de la puissance les pertes de couplage ne devraient pas changer. Ainsi, le seul élément pouvant varier est la résistance. Une augmentation des pertes de transmission sera donc traduite dans

ce modèle par une augmentation de la résistance. Voilà pourquoi nous avons choisi de modéliser cette non-linéarité par une variation de la résistance en fonction du courant. Ensuite, pour retrouver les paramètres α_R , β_R et γ_R , il nous suffit de d'exprimer les pertes de transmission en fonction de R. Le polynôme d'ordre 3 en fonction de la puissance pour les pertes de transmission devient alors un polynôme d'ordre 6 en fonction du courant pour la résistance. Ces données nous ont permis d'ajuster le modèle ADS aux mesures.

Dans un second temps, nous souhaitons prendre en compte la dérive en fréquence du maximum de la résonance avec la puissance. Pour cela nous supposons que la fréquence de résonance est unique, et définie par l'association de la capacité avec la bobine. Ainsi nous exprimons la dérive fréquentielle comme une non-linéarité de la bobine ou de la capacité. Dans notre cas nous sommes partis sur une non-linéarité en courant sur la bobine. Après implémentation sous ADS nous avons pu constater l'exactitude de notre modèle comme nous pouvons le voir sur les figures II.17 à II.20.

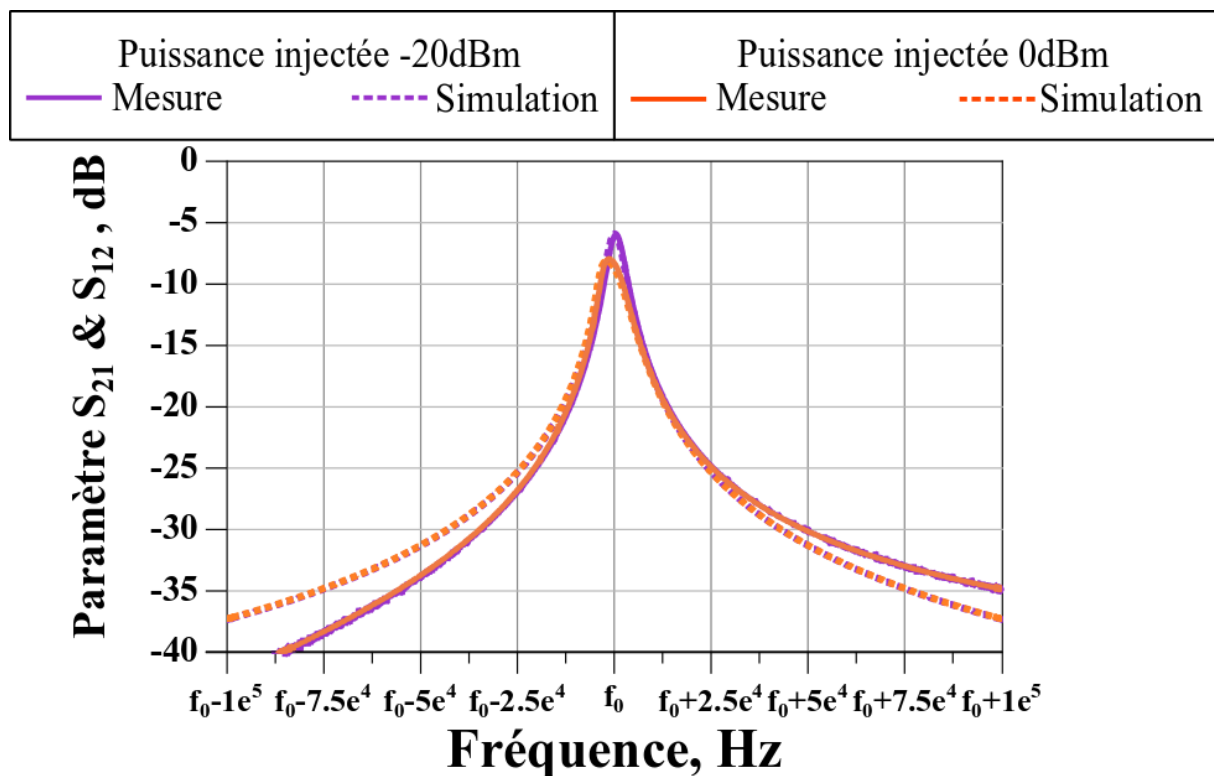


Figure II-17: Comparaison des paramètres S de transmission entre modèle et mesures du résonateur à 60K.

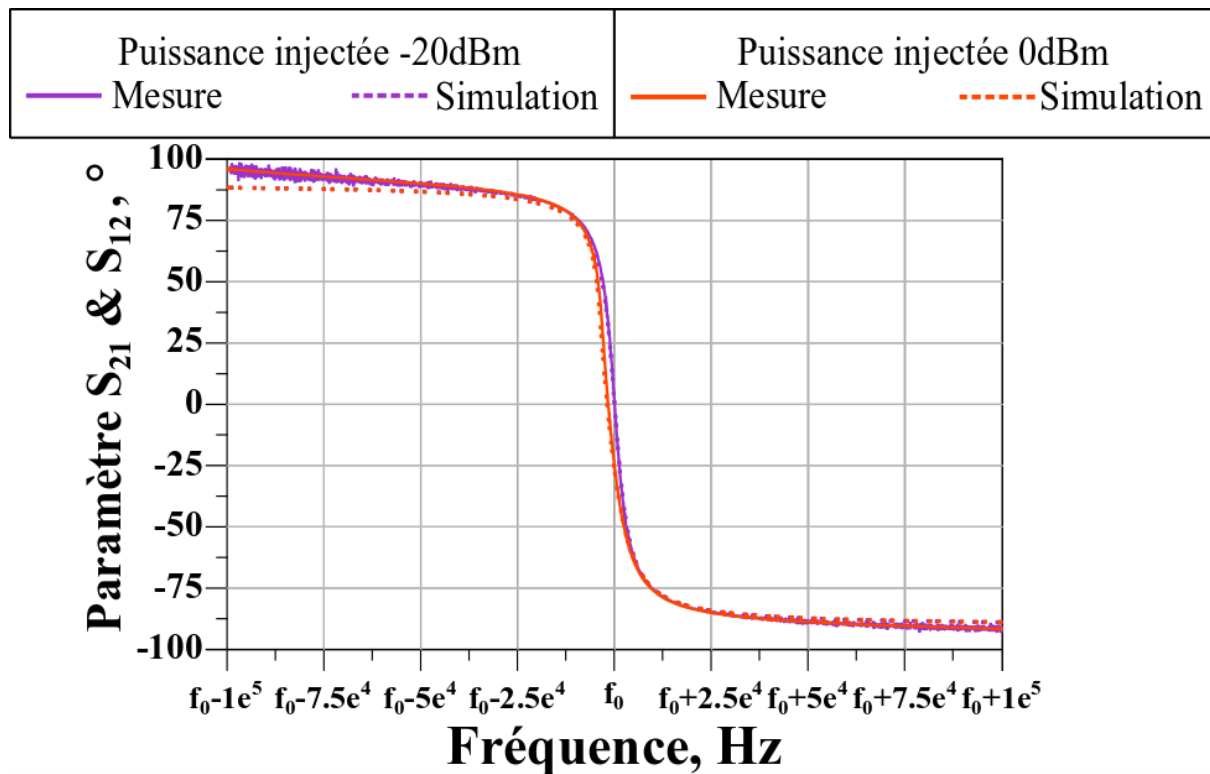


Figure II-18: Comparaison du déphasage des paramètres S de transmission entre modèle et mesures du résonateur à 60K.

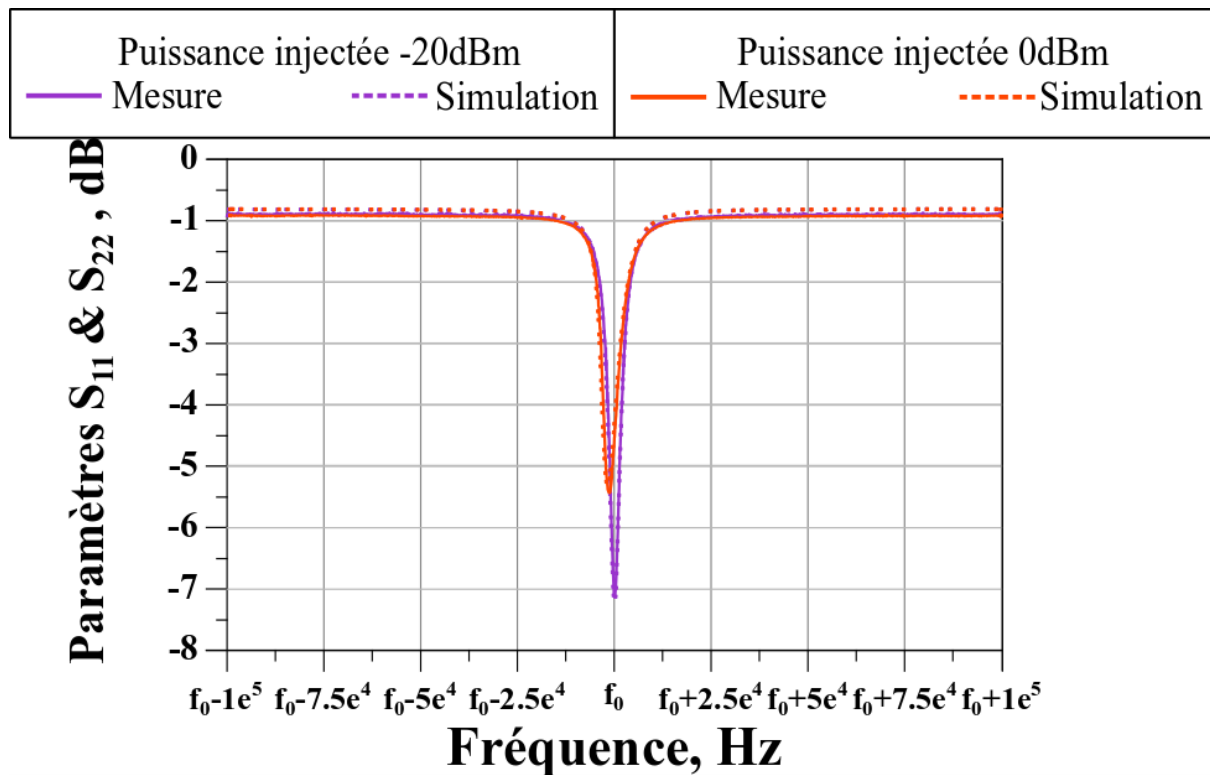


Figure II-19: Comparaison des paramètres S de réflexion entre modèle et mesures du résonateur à 60K.

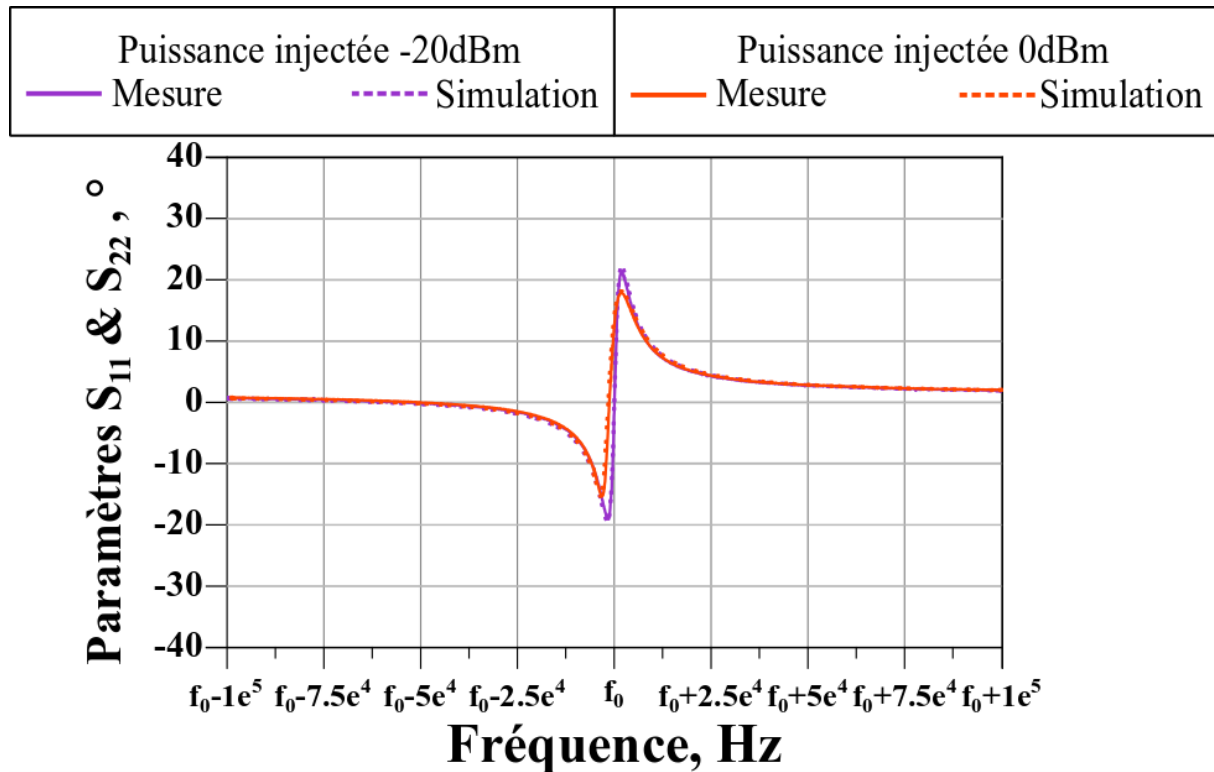


Figure II-20: Comparaison du déphasage des paramètres S de réflexion entre modèle et mesures du résonateur à 60K.

Tableau II-2: Tableau Comparaison mesures et modèle du résonateur supraconducteur à 60K

$P_{\text{Injectée}}$ en dBm	Pertes de transmission (S_{21_MAX}) en dB		Q_L (Calculé avec Eq II.53)		Q_0 (Calculé avec Eq II.53 et II.43)	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
-20	-6.0	-5.9	200 000	190 000	420 000	425 000
-15	-6.1	-6.0	195 000	185 000	405 000	420 000
-10	-6.3	-6.2	193 000	181 000	390 000	400 000
-5	-6.6	-6.6	180 000	172 000	350 000	360 000
0	-8.0	-8.1	150 000	147 000	260 000	270 000
5	-11.1	-11.2	110 000	105 000	150 000	160 000
10	-14.9	-14.9	69 000	68 000	84 000	91 000

Comme nous pouvons le voir sur l'ensemble des courbes de paramètres S, en transmission et en réflexion, en amplitude et en phase, notre modèle est très proche de nos mesures. Nous pouvons donc utiliser ce modèle pour nos simulations en configuration oscillateur.

Du point de vue des objectifs présentés dans le chapitre I, nous sommes au-dessus de notre besoin en termes de coefficient de qualité pour ce résonateur ($Q > 150\ 000$) tant que sa puissance en entrée ne dépasse pas 0 dBm. De plus, si nous voulons limiter la puissance intra cavité, nous pouvons prendre une marge supplémentaire et limiter la puissance injectée à

-2.5dBm. Cette contrainte de puissance injectée entraîne aussi un problème vis-à-vis des objectifs du plancher de bruit de l'oscillateur. En effet, nous avons un objectif à -175 dBc/Hz (-172 dBrad²/Hz). Pour calculer ce plancher de bruit, nous devons nous placer en entrée de l'amplificateur, le plancher final étant au minimum la valeur du bruit thermique moins la puissance en entrée du transistor. Supposons donc que le transistor se trouve juste après le résonateur, c'est à dire le cas avec le moins de pertes. Notre transistor verra une puissance en entrée de :

$$P_{injAmplificateur} = P_{injRésonateur} + Pertes_{Résonateur} = (-2.5) + (-7) = -9.5dBm.$$

Le bruit de phase minimum se déduit alors du rapport signal à bruit :

$$PL = \text{Plancher thermique à 60K} - P_{injAmplificateur} = -180.9 - (-9.5) = -171.2 \text{ dBrad}^2/\text{Hz}$$

Ce calcul nous montre donc que nous sommes déjà à la limite des performances visées. D'autre part, plus nous diminuerons la puissance en entrée du résonateur pour l'utiliser dans sa zone de fonctionnement linéaire, donc vers son maximum de Q_L , plus nous dégraderons le plancher de bruit de phase. C'est pourquoi, en accord avec nos différents encadrants, nous avons décidé de tolérer une dégradation du plancher de bruit pour essayer au mieux de réduire le terme qui nous intéresse le plus : le bruit très proche porteuse.

II.4 Conclusion

Comme nous le voyons dans les résultats présentés ci-dessus, ce résonateur possède un certain nombre d'avantages sur les technologies concurrentes, en particulier pour la réalisation d'un oscillateur. Les principaux avantages sont les suivants :

- Compacité du résonateur.
- Très fort facteur de qualité.
- Réglage facile des coefficients de couplage par un réglage des dimensions des lignes d'accès.

Toutefois, la principale difficulté liée à l'utilisation de ce résonateur est sa tenue en puissance. Une attention particulière doit être portée sur la puissance injectée dans le résonateur pour ne pas osciller dans sa zone non-linéaire, où ses performances sont dégradées.

A condition de prendre en compte la dernière remarque, ce résonateur est un atout important pour la conception d'un oscillateur à très faible bruit de phase. Pour cela, nous devons néanmoins lui associer un circuit d'amplification permettant de l'utiliser au maximum de ces performances.

II.5 Bibliographie – chapitre 2

- [Kamerlingh 1911] H. Kamerlingh Onnes, Leiden Comm., 120 b, 122 b, 124 c (1911).
- [Kamerlingh 1913] H. Kamerlingh Onnes, Nobel lecture, (1913).
- [Kermorvant 2010] J. Kermorvant, « Dissipation par effet Joule en régime hyperfréquence dans les supraconducteurs à haute température critique », Thèse, Ecole Polytechnique, 2010.
- [Kurokawa 1969] K. Kurokawa, "An introduction to the theory of microwave circuits", 1969, pp. 185-193.
- [Mage 2011] J.-C. Mage, B. Marcilhac, M. Poulain, Y. Lemaitre, J. Kermorvant, J.-M. Lesage, « Low noise oscillator based on 2D superconducting resonator » 2011 EFTF and IEEE-IFCS conference.
- [Mahyuddin 2006] N. M. Mahyuddin, M. F. Ain, S. I. S. Hassan and M. Singh, "Modeling of a 10GHz Dielectric Resonator Oscillator in ADS," *2006 International RF and Microwave Conference*, Putra Jaya, 2006, pp. 106-110.
- [Oates 1993] J. H. Oates, R. T. Shin, D. E. Oates, M. J. Tsuk and P. P. Nguyen, "A nonlinear transmission line model for superconducting stripline resonators," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 3, no. 1, pp. 17-22, March 1993.
- [Oates 2005] D. E. Oates, S. -. Park, D. Agassi, G. Koren and K. Irgmaier, "Temperature dependence of intermodulation distortion in YBCO: understanding nonlinearity," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp. 3589-3595, June 2005.
- [Reppel 2000] M. Reppel and J. C. Mage, "Superconducting microstrip bandpass filter on LaAlO₃ with high out-of-band rejection," in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 180-182, May 2000.
- [Vendik 1997] O. G. Vendik, I. B. Vendik and T. B. Samoiloa, "Nonlinearity of superconducting transmission line and microstrip resonator," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 2, pp. 173-178, Feb. 1997.
- [Wosik 1999] J. Wosik, L. -. Xie, R. Grabovickic, T. Hogan and S. A. Long, "Microwave power handling capability of HTS superconducting thin films: weak links and thermal effects induced limitation," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 9, no. 2, pp. 2456-2459, June 1999.

III Amplificateur cryogénique faible bruit

Pour la réalisation du meilleur oscillateur possible, nous avons besoin d'un amplificateur dont le gain est supérieur aux pertes du résonateur, avec un bruit de phase résiduel le plus faible possible et qui est susceptible de fonctionner aux températures cryogéniques. Notre objectif principal est de montrer la faisabilité et les avantages d'oscillateurs tout cryogéniques. Dans un deuxième temps, ces sources pourront être optimisées pour dépasser l'état de l'art des sources micro-ondes. De ce fait, nous souhaitons avant tout expliciter une méthodologie de travail permettant de réaliser de très bons oscillateurs. Ce chapitre décrit les processus mis en œuvre pour réaliser l'amplificateur à faible bruit de phase que nous associeront avec le résonateur présenté dans le chapitre précédent. L'un des principaux problèmes pour la réalisation de la partie active d'un oscillateur tout cryogénique est le fonctionnement à basse température des transistors. Il est en effet très rare (en tout cas pour le moment) de trouver des composants certifiés fonctionner en dessous de -50°C . De plus, leurs performances en bruit ne sont pas forcément fournies par le constructeur, même à température ambiante. L'élément critique étant le transistor, nous avons commencé par sélectionner un ensemble de transistors et nous les avons testés en gain et en bruit de phase résiduel à température ambiante et à température cryogénique. Ainsi nous avons pu sélectionner le meilleur composant parmi ceux testés, puis nous l'avons modélisé à froid à l'aide d'un logiciel de simulation circuit (Keysight ADS). Ce transistor a ensuite été assemblé avec différents éléments passifs afin de réaliser un amplificateur faible bruit. Si dans quelques années un nouveau transistor avec de meilleures performances en bruit est disponible, les mêmes étapes pourront être utilisées pour concevoir un nouvel oscillateur avec des performances améliorées.

III.1 Choix du transistor

La première étape de notre travail a été de choisir un ensemble de transistors. Dans une optique de réaliser un système à forte maturité technologique nous nous sommes seulement intéressés aux transistors disponibles commercialement. Les transistors bipolaires SiGe étant connus pour leurs bonnes performances en bruit en $1/f$ et ayant déjà été testés lors de différentes études à la température de l'azote liquide [Goryachev 2010, Garcia 2018, Aja 2019, Weinreb 2007], un ensemble de quatre transistors SiGe a été évalué pour cette application. Nous avons aussi testé quelques transistors à bipolaires silicium à homojonction connus pour leurs très bonnes performances en bruit basse fréquence. Cette première étape de choix de composants s'appuie en partie sur le travail de stage de fin d'études de B. Berthelot [Berthelot 2015].

Le refroidissement aux températures cryogéniques d'un composant dans un cryostat nécessite environ une journée d'expérimentation. En effet, pour travailler à 60 K (la température de fonctionnement du résonateur supraconducteur), nous devons préalablement atteindre un vide secondaire avant de descendre en température. De plus la remontée en température est elle aussi assez lente. D'autre part, les systèmes cryogéniques autonomes (cryogénérateurs) utilisent des moteurs pour descendre en température (pompe, ventilateur) qui induisent des vibrations. Ces vibrations peuvent se transformer en bruit électrique, en particulier dans le cas d'une mesure de bruit de phase résiduel où une fluctuation mécanique du câble se traduit immédiatement par une variation de phase RF. Voilà pourquoi, afin de réduire le temps d'expérimentation et afin de s'affranchir du bruit des moteurs du cryogénérateur, nous avons décidé de réaliser nos mesures en plongeant nos composants dans des bains d'azote liquide. L'inconvénient est la température de l'azote liquide, qui n'est que de 77 K à pression normale. Nos mesures ont donc été réalisées à des températures plus hautes que celles envisagées pour l'oscillateur final (environ 80 K, car le composant n'est pas totalement plongé dans l'azote, contre 60 K recherché). Nous avons donc regardé comment évoluent les différents paramètres de nos composants au voisinage de 80 K, afin d'anticiper un changement de comportement à très basse température. Toutefois, contrairement aux composants à base de supraconducteurs, l'évolution des paramètres des transistors dans cette gamme de température (60 K – 80 K) reste assez faible. On peut donc se baser sur ces mesures pour trier les composants, ou même extraire des paramètres du modèle du composant.

Pour réaliser ces mesures à 80 K, nous avons utilisé un montage permettant de ramener le froid au niveau du composant sans pour autant que celui-ci baigne dans l'azote (ce qui

modifierait sensiblement les paramètres électriques du support). Ce montage est présenté figure III.1.

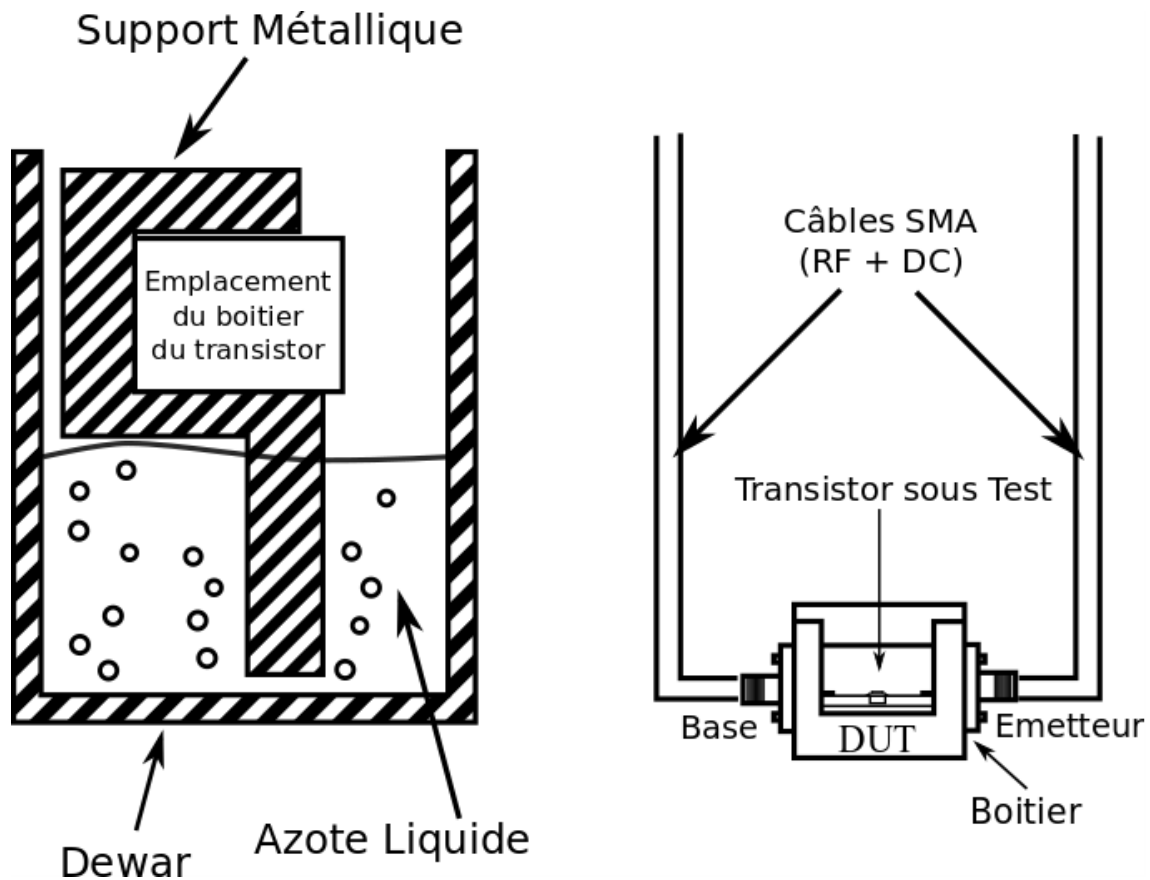


Figure III-1: Montage utilisé pour les mesures des transistors à températures cryogéniques, 80K.

La première étape a consisté à mesurer les caractéristiques statiques de nos composants. Pour éviter des oscillations parasites lors de ces mesures, nous avons chargé notre transistor à haute fréquence avec des charges 50Ω à l'aide de Tés de polarisation (Figure III.2).

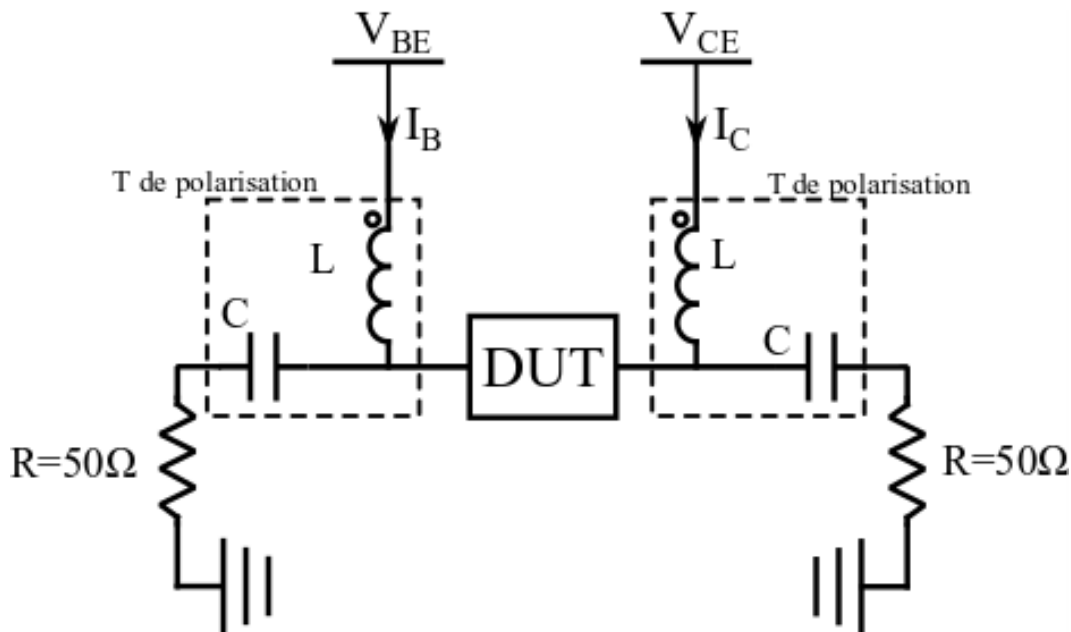


Figure III-2 : Montage pour les mesures statiques du transistor utilisant des Tés de polarisation et des charges HF 50 Ω.

Les mesures statiques ont été effectuées à température ambiante et à basse température sur trois transistors Silicium (le BFR106 de Infineon, le BFU690F de NXP et le NE851M13 de NEC) et sur quatre transistors SiGe (le BFP620 et le BFP650 de Infineon, le BFU760 et le BFU790 de NXP). D'autres transistors auraient été tout aussi intéressants à tester, comme les transistors bipolaires à hétérojonction sur AsGa [Llopis 1994], eux aussi connus pour leurs bonnes performances en bruit basse fréquence. Toutefois, compte tenu de la longueur et de la complexité des expérimentations à basse température, compte tenu également de mesures effectuées quelques années auparavant à basse température sur des composants SiGe [Gribaldo 2008b], nous avons préféré nous focaliser sur ces sept composants silicium.

Les premières mesures effectuées ont consisté à relever l'évolution du courant collecteur (I_C) pour différentes tensions de polarisation (V_{CE}) et différents courants de base (I_B). Ce réseau de caractéristiques $I(V)$ est le premier signe de bon fonctionnement d'un transistor et, également, une première base pour l'extraction des paramètres d'un modèle sur ADS.

Pour les transistors SiGe, la descente en température améliore le comportement statique du composant, avec une nette augmentation du gain en courant (figures III.3 et III.4). Au contraire, les trois transistors Si voient leur gain chuter énormément à basse température, comme on peut le constater sur les figures III.5 et III.6. Ces premières mesures nous permettent donc d'écarter ces transistors à homojonction Si comme choix potentiel pour un amplificateur cryogénique. En effet, ces transistors n'ont plus assez de gain pour déclencher l'oscillation à basse température.

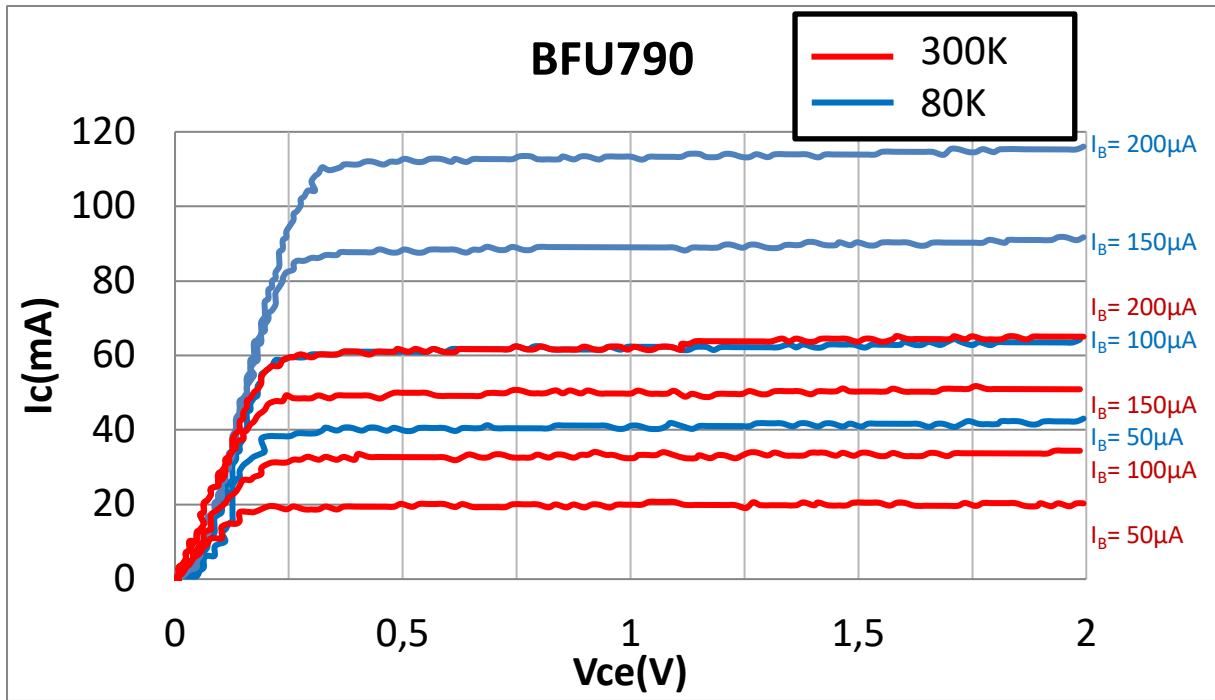


Figure III-3 $I_c(V_{ce})$ du BFU790

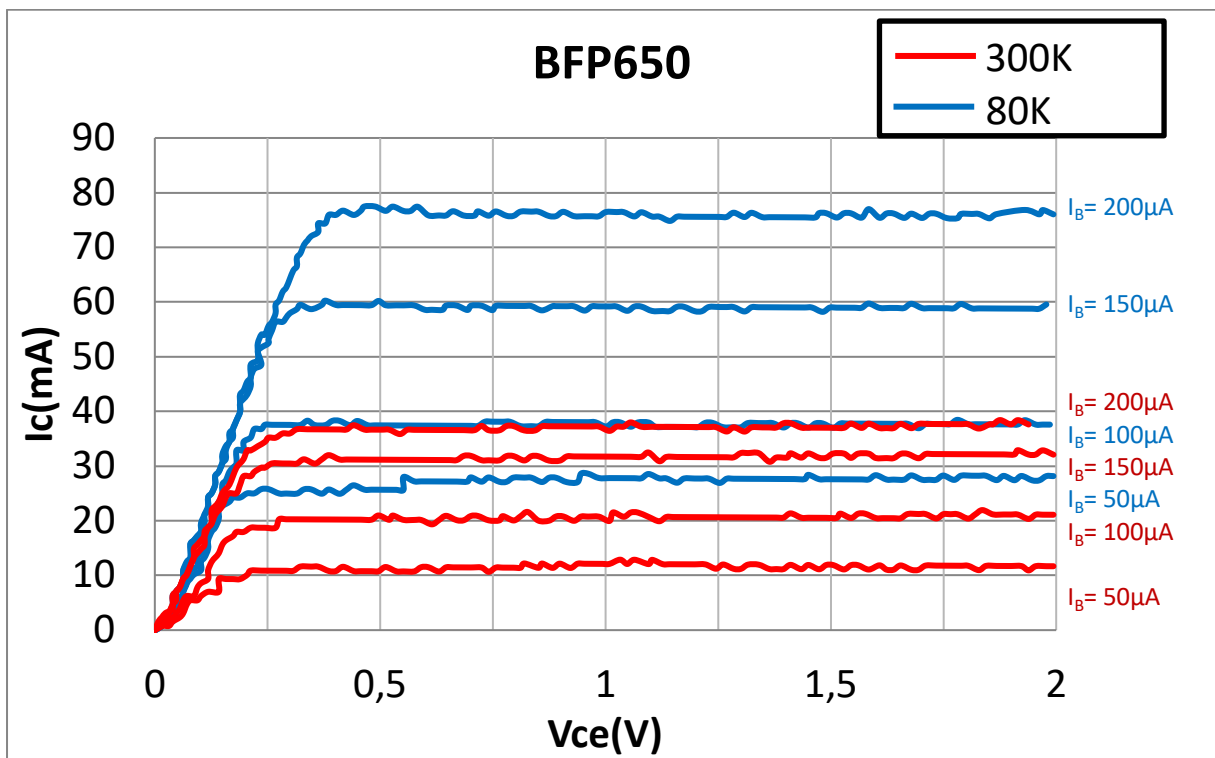


Figure III-4 $I_c(V_{ce})$ du BFP650

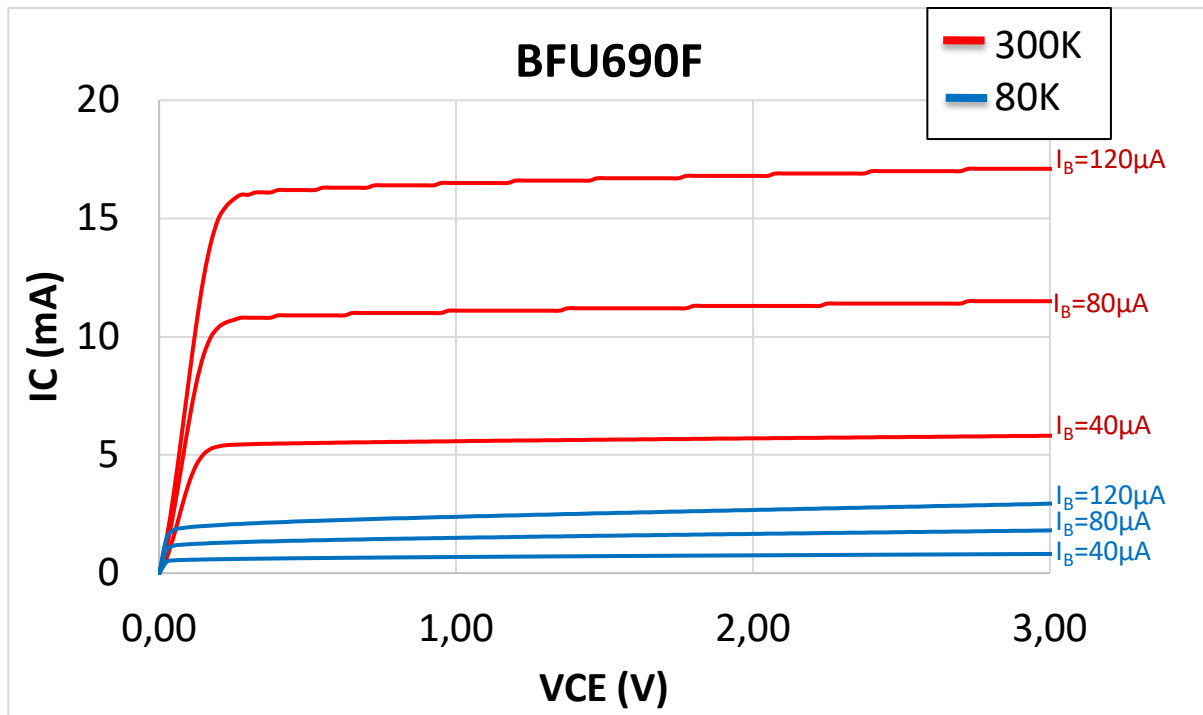


Figure III-5 : Évolution des caractéristiques statiques $I_C(V_{CE})$ pour différents I_B du BFU690F à température ambiante (300K) et basse température (80K).

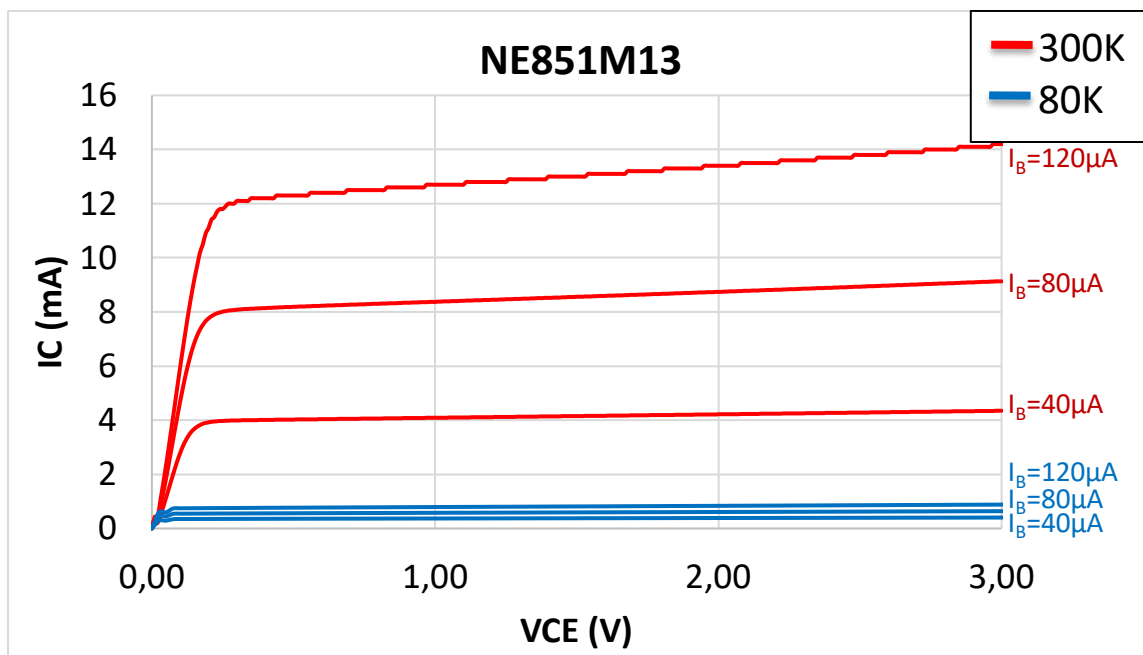


Figure III-6 Évolution des caractéristiques statiques $I_C(V_{CE})$ pour différents I_B du NE851M13 à température ambiante (300K) et basse température (80K).

Pour les quatre transistors SiGe, notre méthode de sélection est basée sur deux paramètres : le bruit de phase résiduel à 1 GHz et sur 50 Ω et le gain du composant sur 50 Ω également (S_{21}) à cette même fréquence. Le transistor est en montage émetteur commun et attaqué en puissance RF à faible compression (1 dB de compression), ce qui s'approche d'un fonctionnement en oscillation. Le banc de mesure de bruit de phase résiduel utilisé pour

réaliser les mesures de ces composants est celui présenté au chapitre I.4. Il s'agit d'un banc optimisé pour la fréquence 1 GHz, où nous remplaçons le DUT par notre composant dans son boîtier destiné à être plongé dans le dewar contenant l'azote liquide.

Comme présenté précédemment, ce banc est basé sur une source à quartz à très haute pureté spectrale à 100 MHz, multipliée par 10 et délivrant à 1 GHz une puissance de 13 dBm. Il met en œuvre la détection à deux mélangeurs par corrélation et, si nécessaire, la réjection du bruit AM de la source [6]. Les performances obtenues à 293 K et à 80 K pour les différents transistors SiGe testés sont présentées dans les Tableaux III.1 et III.2.

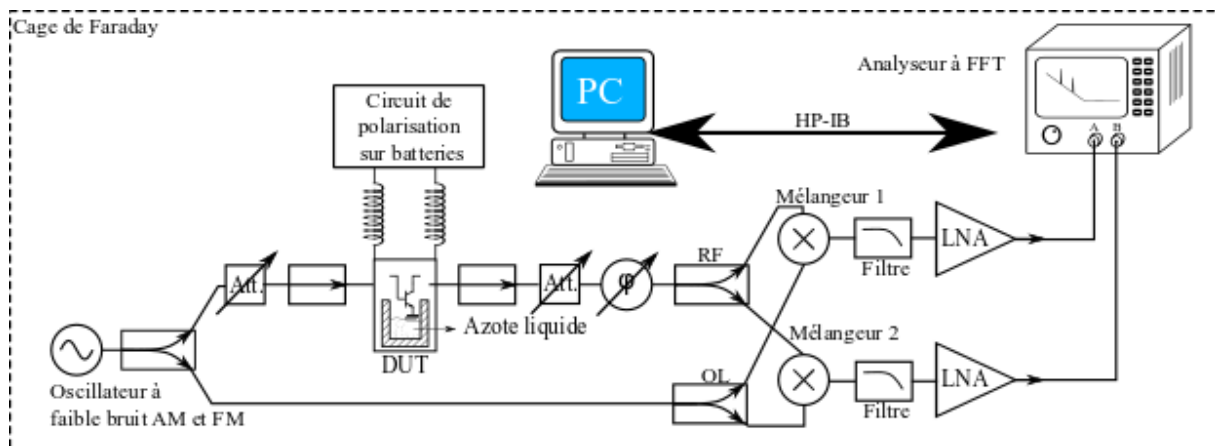


Figure III-7 : Banc de mesure du bruit de phase résiduel de transistors refroidi à l'azote liquide.

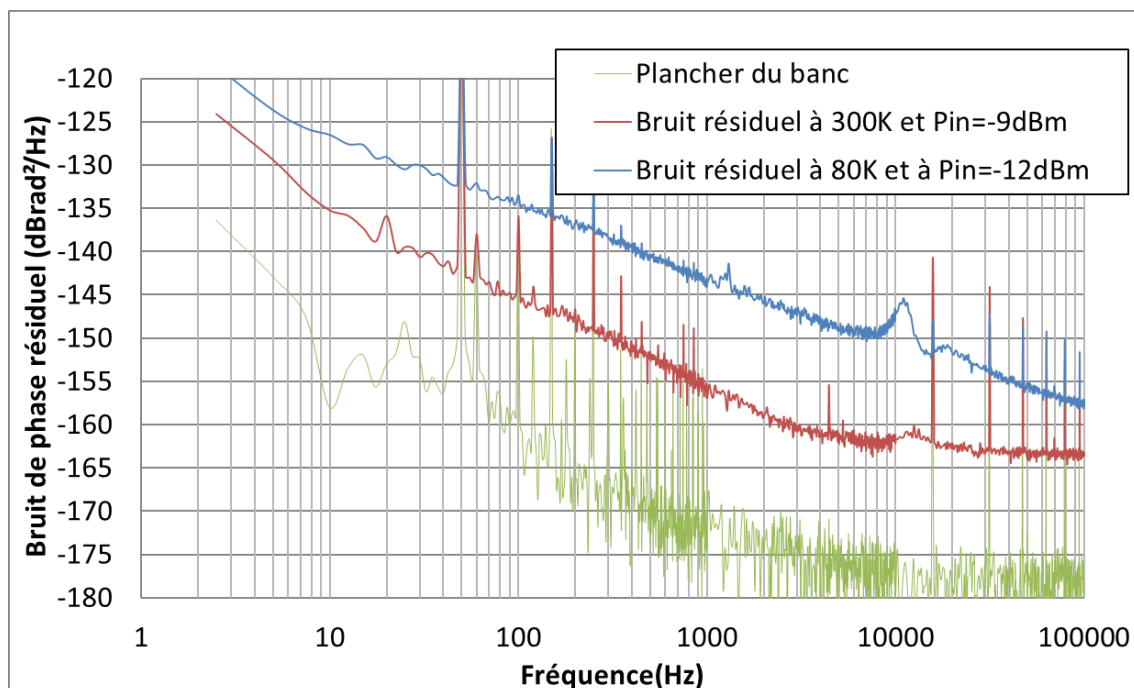


Figure III-8 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFU760 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 20\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$.

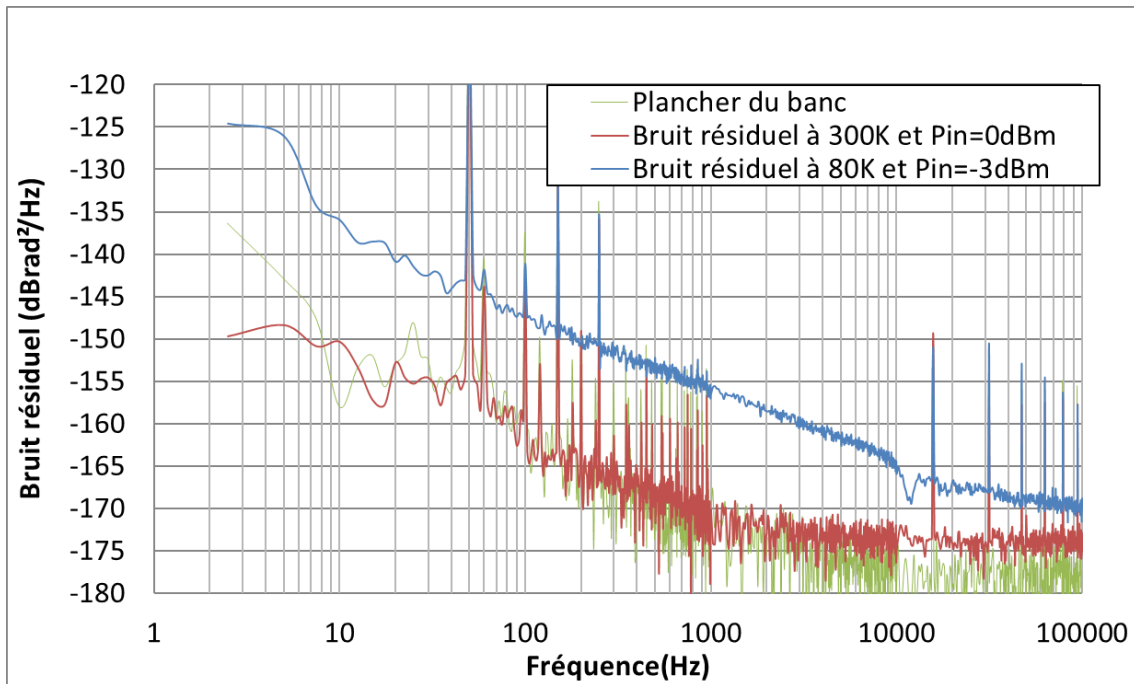


Figure III-9 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFU790 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 26\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$

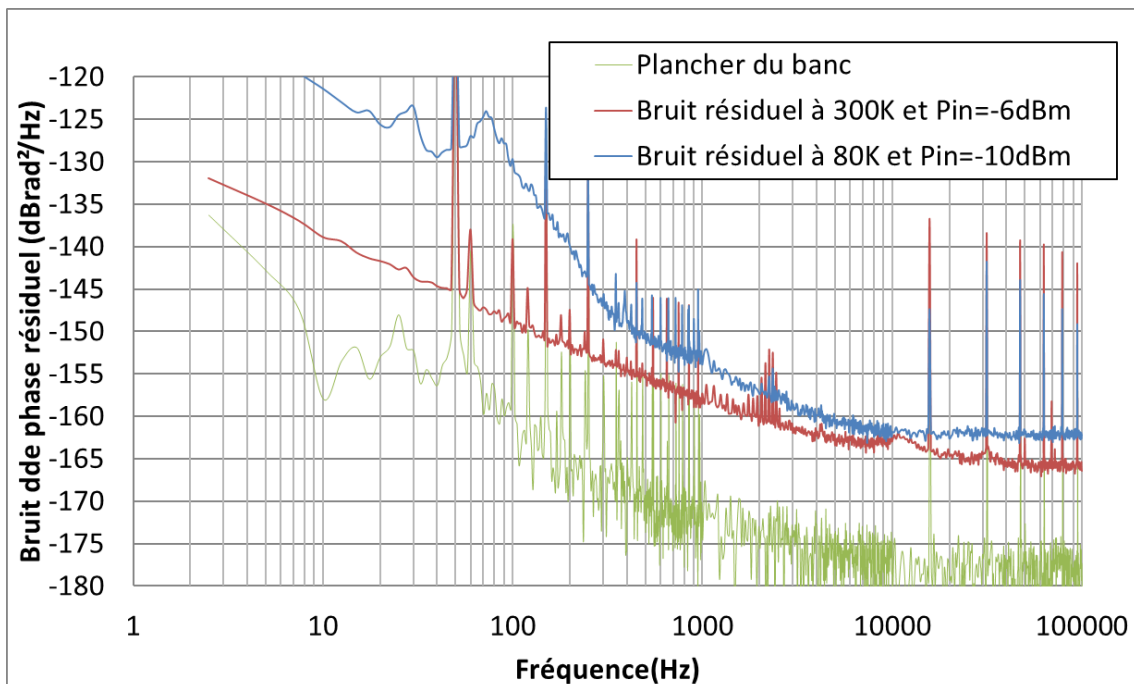


Figure III-10: Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFP620 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 26\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$ à température ambiante et $I_C = 11\text{mA}$ et $V_{CE} = 2\text{V}$ à basse température.

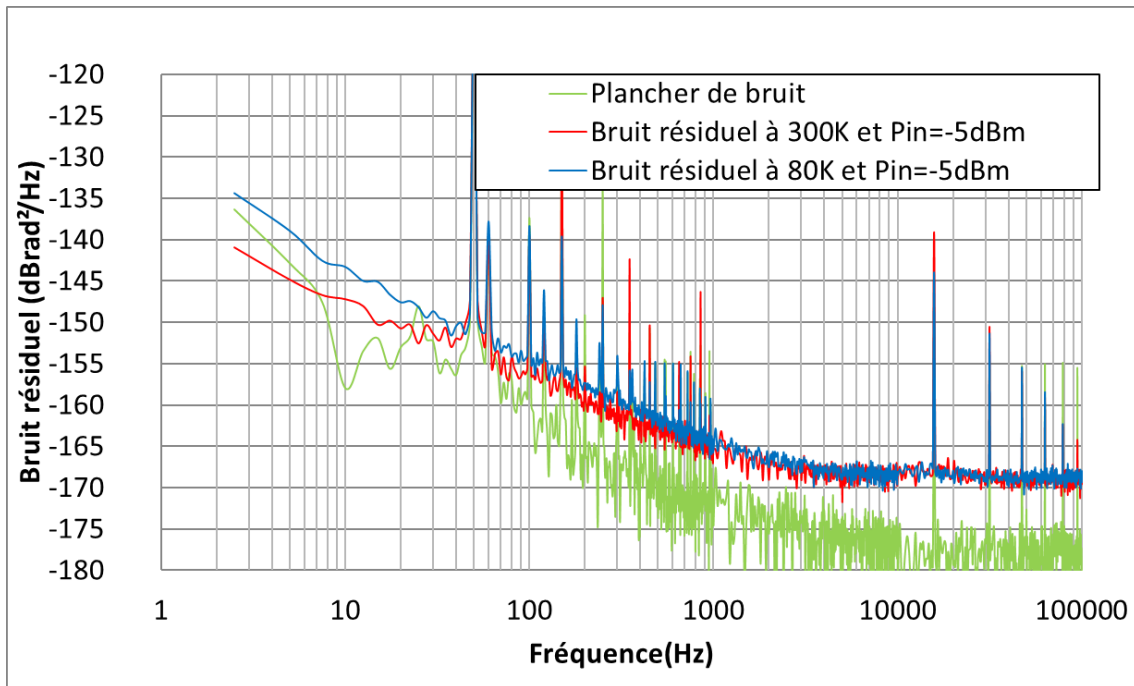


Figure III-11 : Comparaison entre le bruit de phase résiduel du BFP650 à 300K (courbe rouge) et celui à 80K (courbe bleue). Composant sur 50 Ω. Fréquence 1 GHz. $I_C = 30\text{mA}$ et $V_{CE} = 2V_{CE}$.

Tableau III-1 : Bruit de phase et gain RF à température ambiante. Le bruit de phase est mesuré à 1 GHz, composant en émetteur commun sur 50 Ω et à P_{1dB}

Bruit résiduel (dBrad ² /Hz) (300K)	à 100					Gain (dB)
	à 10Hz	Hz	à 1kHz	à 10kHz	à 100 kHz	
BFP 620	-139	-149	-157	-163	-166	21,5
BFP 650	-147	-156	-166	-168	-169	20,0
BFU 760	-135	-136	-157	-162	-164	21,3
BFU 790	-150	-163	-170	-175	-175	14,7

Tableau III-2 : Bruit de phase et gain RF à basse température. Le bruit de phase est mesuré à 1 GHz, composant en émetteur commun sur 50 Ω et à P_{1dB}

Bruit résiduel (dBrad ² /Hz) (80K)	à 10Hz	à 100	à 1kHz	à 10kHz	à 100 kHz	Gain (dB)
		Hz				
BFP 620	-121	-130	-155	-162	-162	19,0
BFP 650	-143	-155	-165	-168	-169	21,4
BFU 760	-127	-134	-144	-147	-158	24,4
BFU 790	-136	-147	-156	-166	-169	15,6

Lorsque l'on analyse nos courbes on peut observer que le plancher de bruit de phase du transistor ne semble pas changer entre 300 K et 80 K. Ce comportement semble anormal lorsque que l'on reprend l'équation du plancher de bruit décrite en 1.22 ($S_{\phi_{additif}} = \frac{Fk_B T}{P_{inj}}$).

Lors de la descente en température, ce bruit additif est supposé diminuer. Par exemple pour 0 dBm de puissance injectée, avec un transistor idéal sans bruit ajouté ($F_{DUT} = 0$ dB) on a $S_{\phi_{additif}}(300K) = -174$ dBrad²/Hz et $S_{\phi_{additif}}(80K) = -179.5$ dBrad²/Hz . Ces niveaux ne proviennent pas d'une erreur de mesure ou d'une très forte augmentation du facteur de bruit de notre transistor mais d'une limitation de notre banc de test. En effet, avant le transistor se trouve un atténuateur et un isolateur qui introduisent des pertes ($L_{att+iso}$). Le bruit additif généré par ces éléments est :

$$S_{\phi_{additif}} = \frac{L_{att+iso} k_B T}{P_{inj-att+iso}} = \frac{k_B T}{P_{inj-ampli}} \quad \text{III.1.}$$

Or ces composants sont à l'extérieur du dewar, donc à la température de 300 K. C'est donc ce bruit qui est majoritaire par rapport à celui du transistor à 80 K et qui fixe le plancher de bruit de phase résiduel. Pour pallier ce problème, il nous faudrait réduire la température des éléments entre le coupleur et le transistor (Figure III.12) à la même température que le transistor.

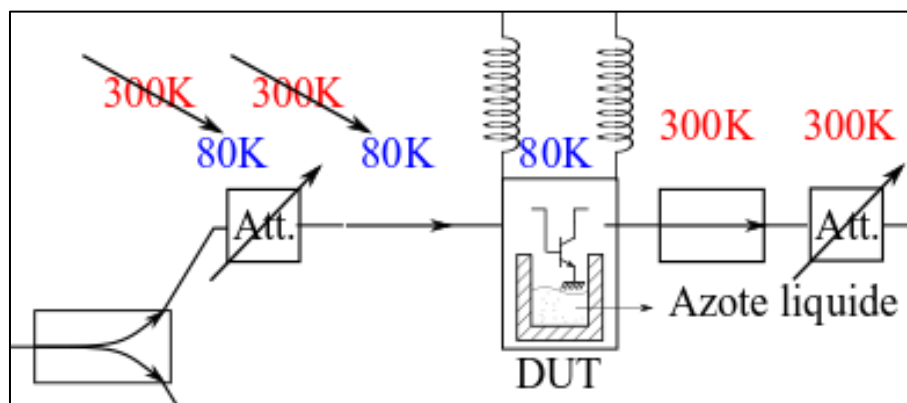


Figure III-12: Détail du banc de test. Modifications à apporter pour bénéficier du plancher thermique à 80 K.

Ces mesures nous ont permis de sélectionner le composant qui nous semblait le plus adapté à notre application, le BFP650. Ce transistor possède de très bonnes performances en bruit de phase résiduel avec peu de dégradations entre les basses températures et la température ambiante, il a même prouvé ses performances à froid dans la littérature [Kiviranta 2006]. Son bruit est de -154 dBrad²/Hz @100 Hz lorsqu'il est refroidi à 80 K. Si nous souhaitons respecter les objectifs, il doit être associé à un résonateur avec un Q_L d'au moins 110 000.

III.2 Modélisation du transistor sous ADS

Maintenant que nous avons identifié un transistor adapté à notre application, il est nécessaire de réaliser un modèle de ce composant à basse température. En effet, si nous souhaitons pouvoir concevoir un oscillateur à faible bruit de phase, nous devons connaître le comportement de chaque partie de notre système aux températures d'utilisation. Le transistor BFP650 d'Infineon a donc été mesuré en statique, en dynamique et en bruit à 80 K.

Pour modéliser ce transistor, nous sommes partis d'un modèle fourni par le constructeur. En effet, Infineon propose un modèle Gummel-Poon de ce transistor, qui est donné pour la gamme de température -25°C à $+125^{\circ}\text{C}$. Les modèles de type Gummel-Poon conviennent pour la modélisation de transistors HBT SiGe [Antognetti & Massobrio 1988, Gummel 1970], le seul inconvénient de celui fourni par le constructeur étant qu'il n'est pas valide pour les températures cryogéniques. Il est donc nécessaire de l'adapter pour qu'il décrive correctement le comportement statique et RF du composant à 80 K. Nous détaillons dans la suite de ce chapitre les mesures ayant permis afin d'ajuster différents paramètres du modèle constructeur pour extraire le modèle du composant au voisinage de 80 K.

Nous avons commencé par réaliser des mesures statiques sur notre composant. Trois mesures ont été effectuées. La première est une mesure où l'on observe l'évolution du courant collecteur en fonction de la tension du collecteur : $I_C(V_{CE})$ avec V_{CE} variant de 0 V à 2.5 V et pour différentes valeurs du courant de base (I_B de 30 μA à 150 μA tous les 30 μA). La deuxième mesure correspond à l'étude de la variation des courants de base et de collecteur lorsque la tension de base et celle collecteur sont égales ($I_C(V_{BE})$ et $I_B(V_{BE})$ avec $V_{CE} = V_{BE} = 0.9$ à 1.1 V). Pour la troisième mesure, nous imposons le courant de collecteur et nous faisons varier le courant de base de 0 à 1 mA. Nous observons ainsi $I_B(V_{BE})$ pour différents I_C . Cette série de test est l'un des moyens classiques pour déterminer les différents éléments d'un modèle Gummel-Poon [Gummel 1970, Antognetti & Massobrio 1988, Keysight 2017].

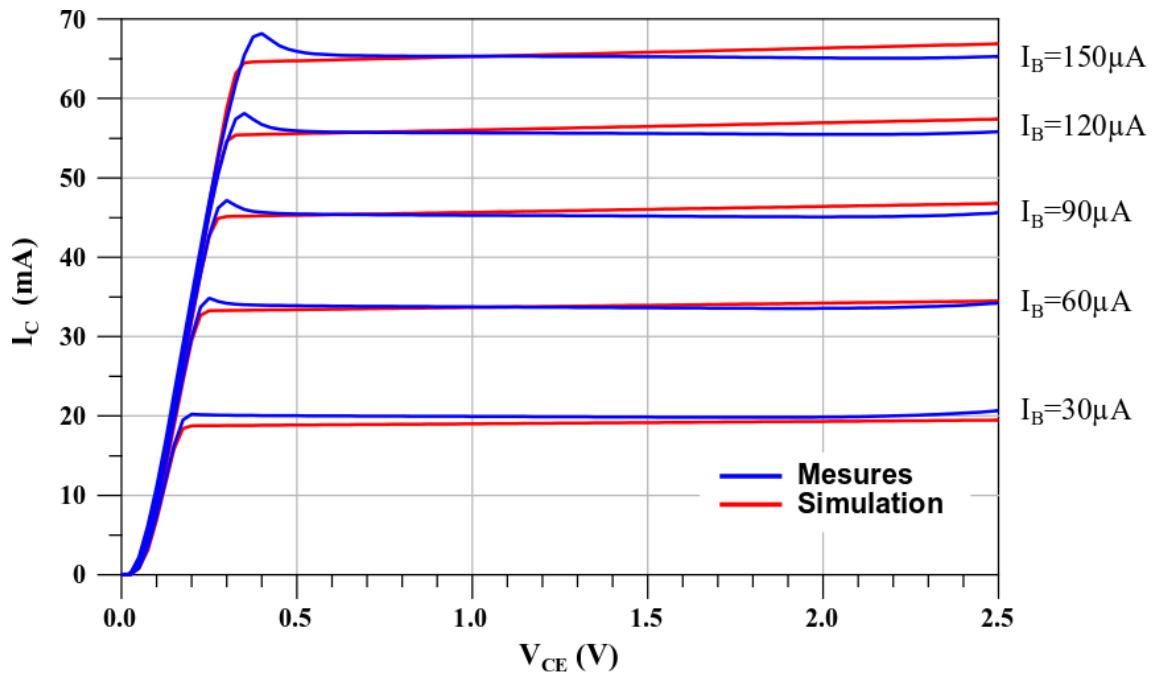


Figure III-13: Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_C(V_{CE})$ pour différentes valeurs du courant I_B à basse température (80K).

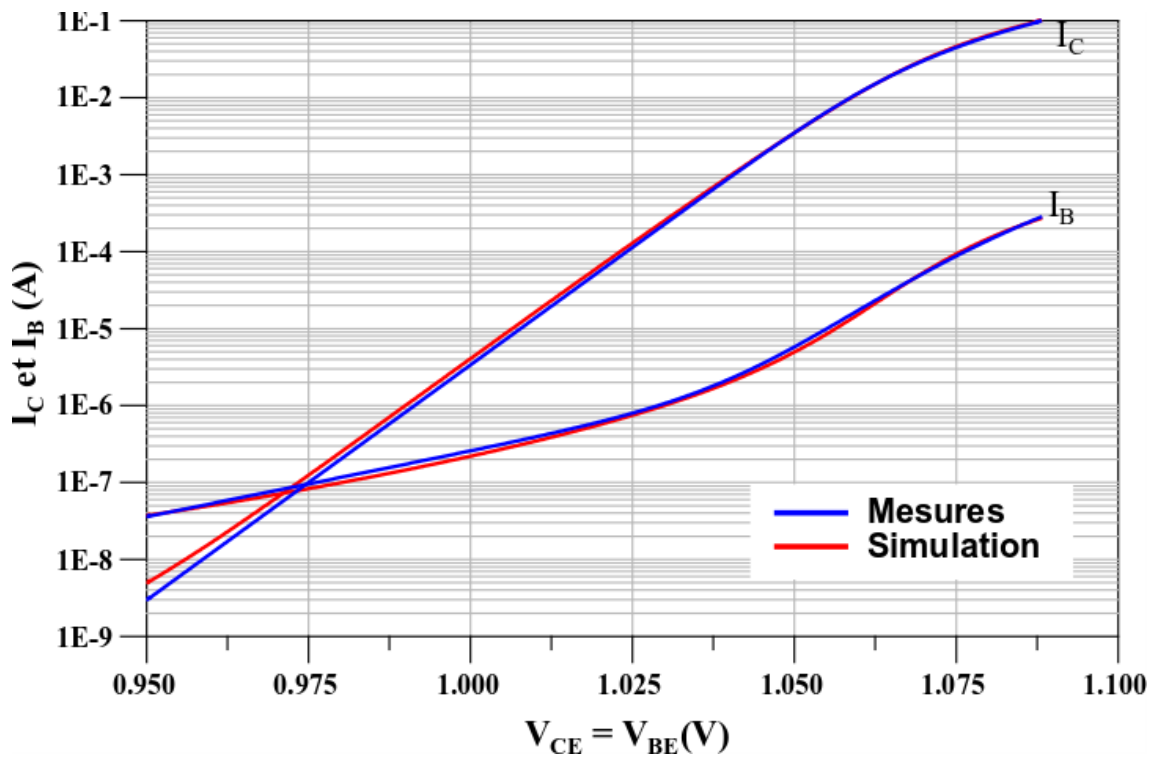


Figure III-14: Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_B(V_{BE})$ et $I_C(V_{BE})$ avec $V_{CE}=V_{BE}$, à basse température (80K).

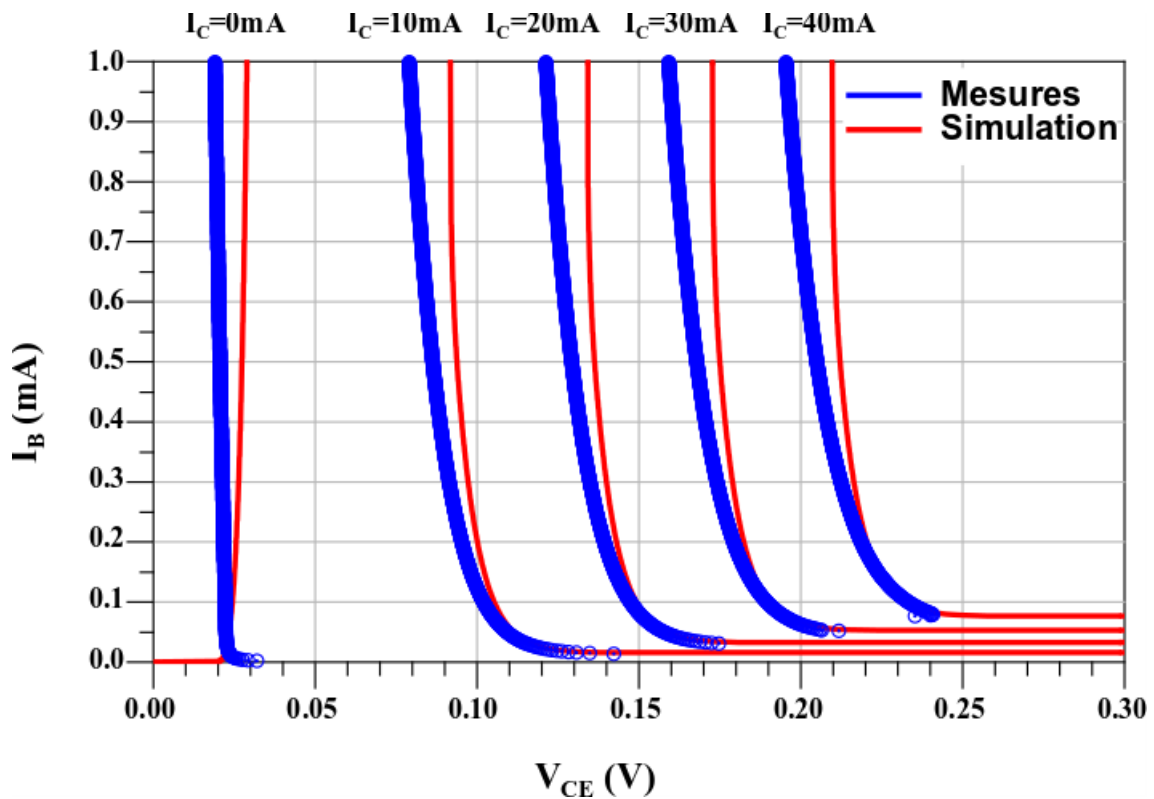


Figure III-15 : Comparaison mesures-modèle des caractéristiques statiques du BFP650, $I_B(V_{CE})$ pour différents I_C , à basse température (80K).

Maintenant que nous avons à notre disposition un modèle conforme aux mesures de polarisation statiques, nous le complétons en y ajoutant un ensemble d'éléments parasites haute fréquence (des capacités, des inductances et des résistances). Les valeurs initiales de ces composants proviennent du modèle constructeur. Afin de déterminer les valeurs basse température de ces composants, nous réalisons un ensemble de mesures de paramètres S de notre transistor à 80 K et pour différentes valeurs de polarisation. Les résultats de mesures et de simulations sont présentés figures III.17 a III.19.

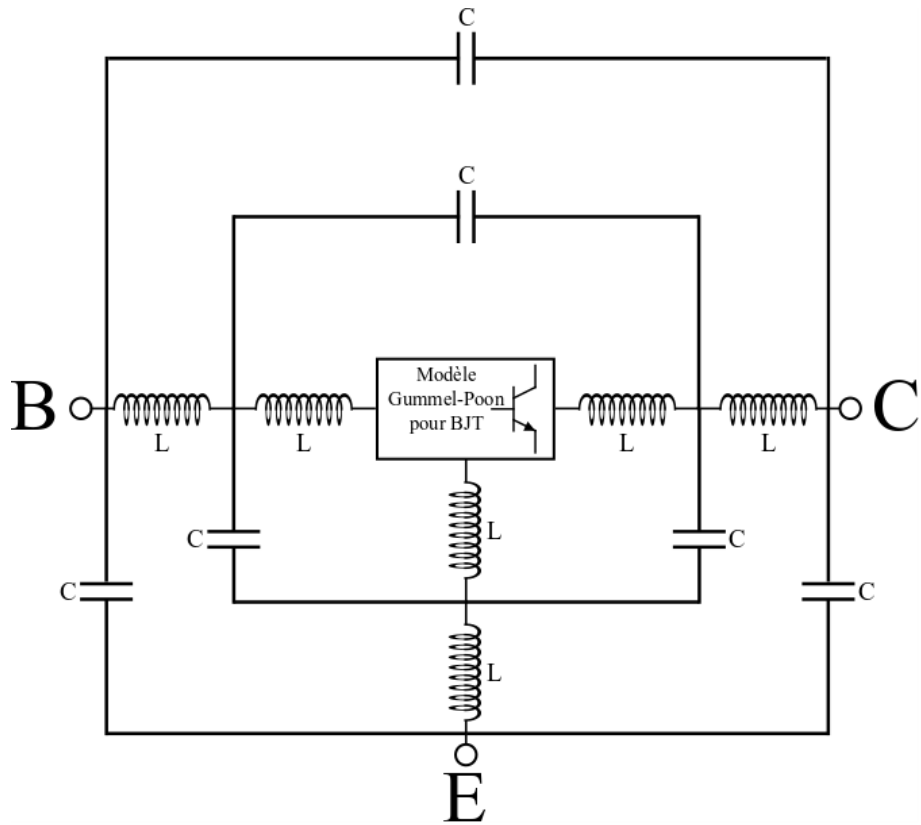
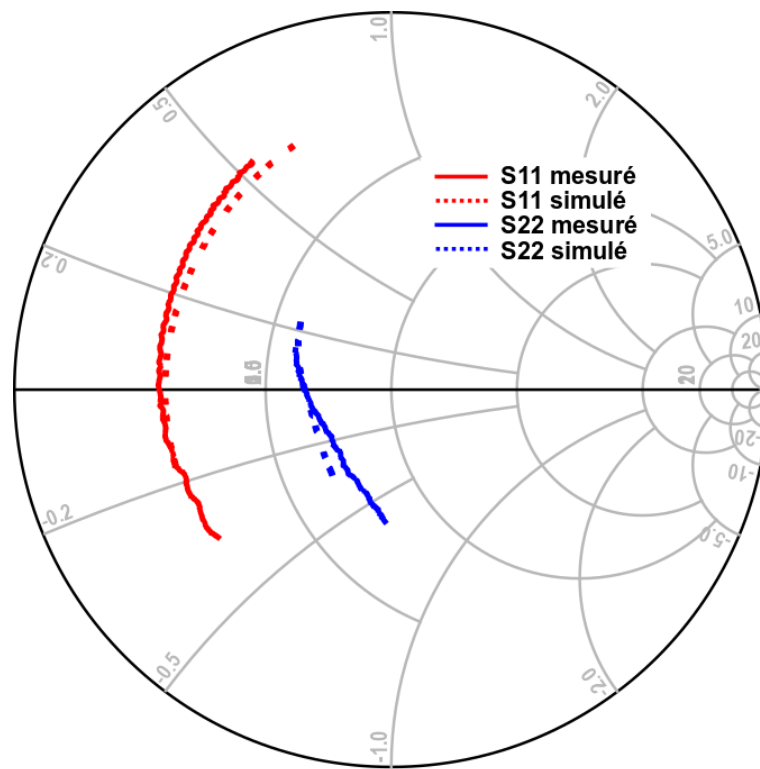


Figure III-16: Éléments parasites ajoutés au modèle Gummel-Poon du BFP650



Fréquences (500.0MHz à 5.000GHz)

Figure III-17: Comparaison mesures-modèle des paramètre S en réflexion, à 80K.

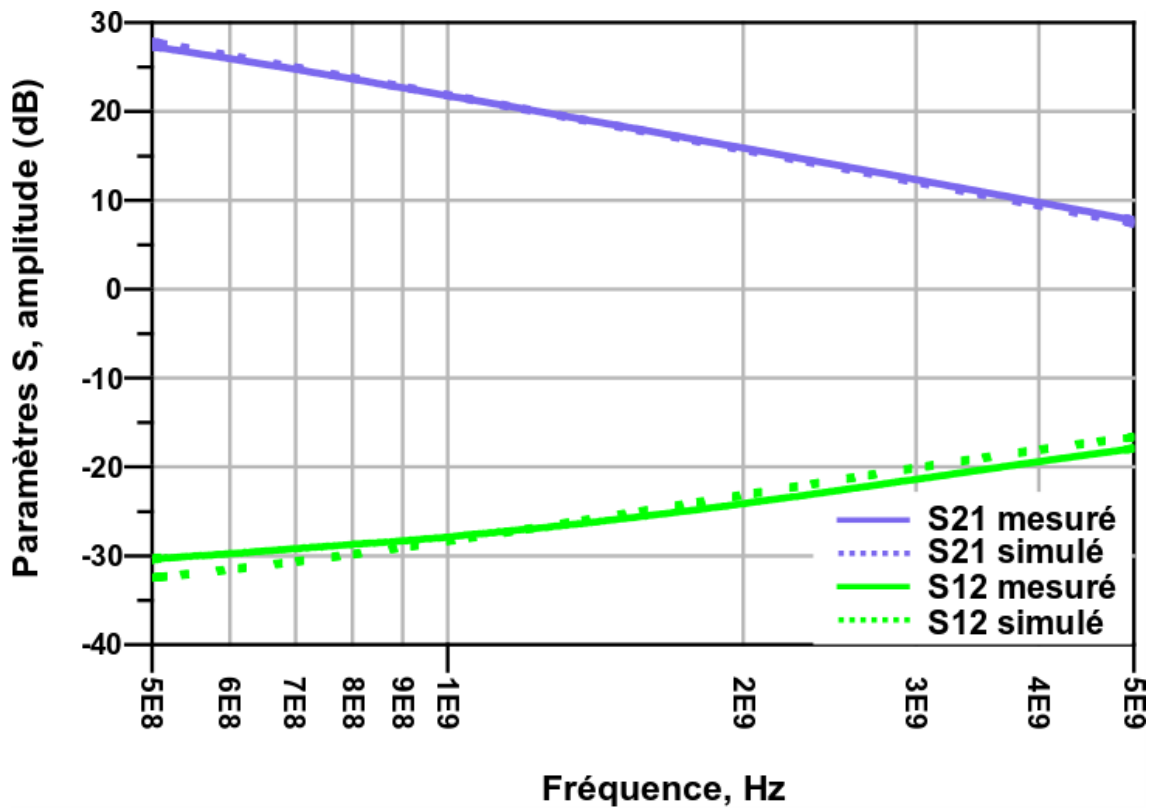


Figure III-18 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S en transmission, à 80K

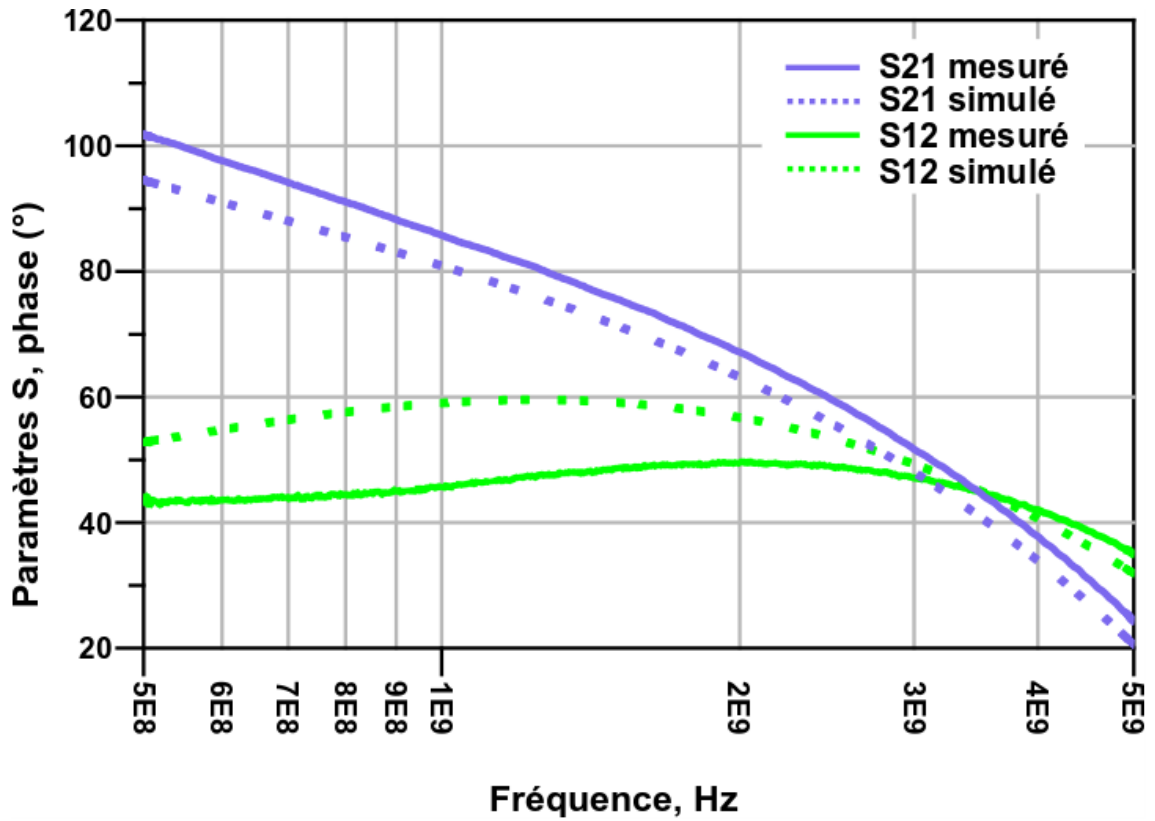


Figure III-19: Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S en transmission, à 80K

La qualité d'un modèle non-linéaire de transistor peut être évaluée en observant le comportement en compression du composant, lorsqu'il est soumis à une puissance RF croissante. Dans le cas d'une conception d'oscillateur, c'est surtout le comportement de l'harmonique 1 en sortie (côté Drain) que l'on examine avec soin. Toutefois, la compression à la fréquence fondamentale (harmonique 1) provient d'un transfert de puissance vers les harmoniques supérieures. Il est donc également intéressant de vérifier si ce transfert s'effectue dans des conditions similaires en mesure et en simulation en relevant la puissance des premiers harmoniques en fonction de la puissance RF injectée sur le composant. Les courbes ci-après démontrent la bonne qualité du modèle RF non-linéaire du transistor à basse température, même si un décalage est observé sur le minimum de l'harmonique 2.

Pour avoir un modèle de bruit qui correspond aux mesures, nous avons dû implémenter une nouvelle source de bruit dans notre modèle. En effet les caractéristiques en bruit du transistor simulé provenant du constructeur ne correspondaient pas à la mesure. Une modélisation plus poussée des sources de bruits intrinsèques au composant a donc été nécessaire. Il existe plusieurs méthodes déjà éprouvées qui décrivent et modélisent ces sources pour des transistors SiGe à température ambiante [Rubiola 2004, Toro 2004, Nunez Perez 2007]. Celle choisie est décrite dans la référence [Gribaldo 2008a]. Elle consiste en l'ajout de sources de bruit basse fréquence en entrée et sortie du transistor.

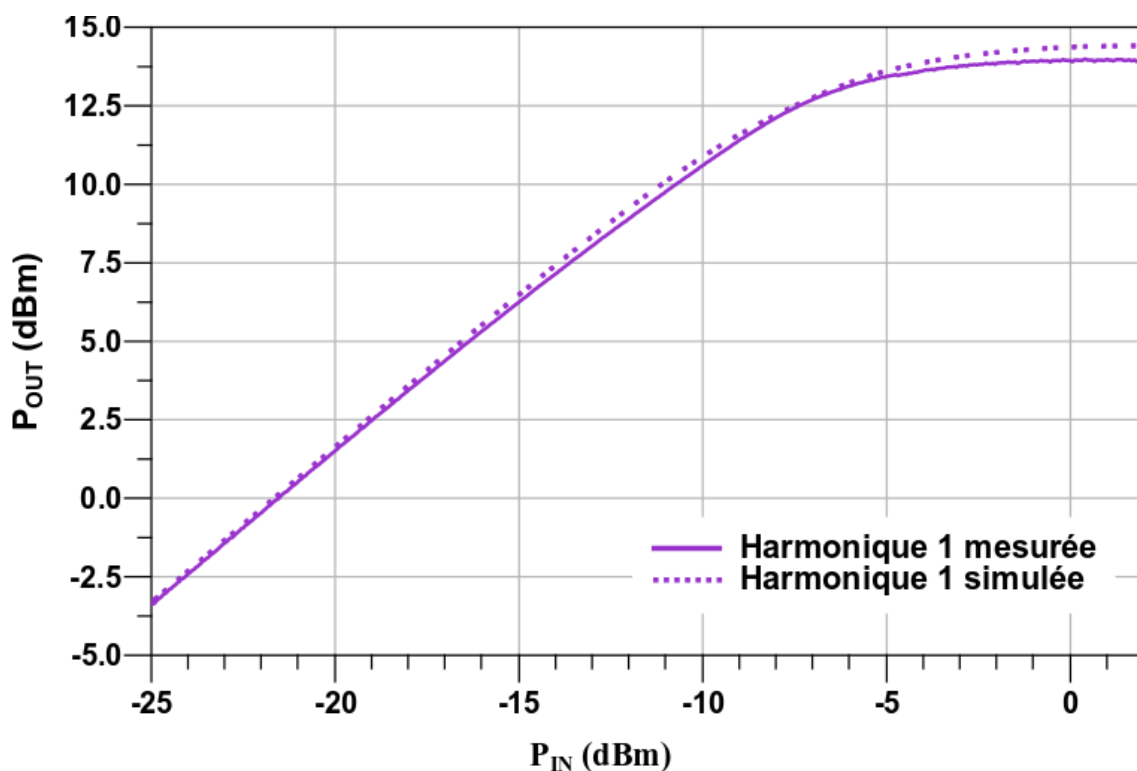


Figure III-20: Comparaison mesures-modèle de la puissance en sortie du BFP650 en fonction de la puissance injectée, à 1 GHz et à 80 K

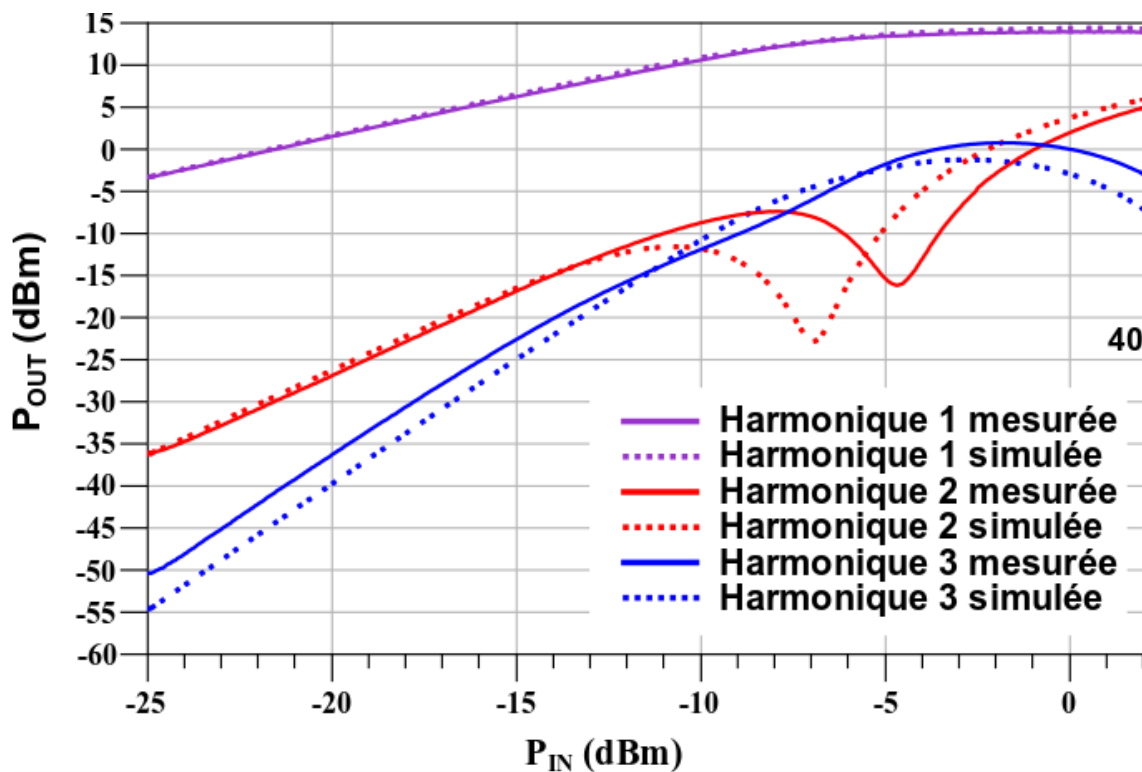


Figure III-21: Comparaison mesures-modèle de la puissance des harmoniques 1 à 3 en sortie du BFP650 en fonction de la puissance injectée à 1 GHz et à 80 K

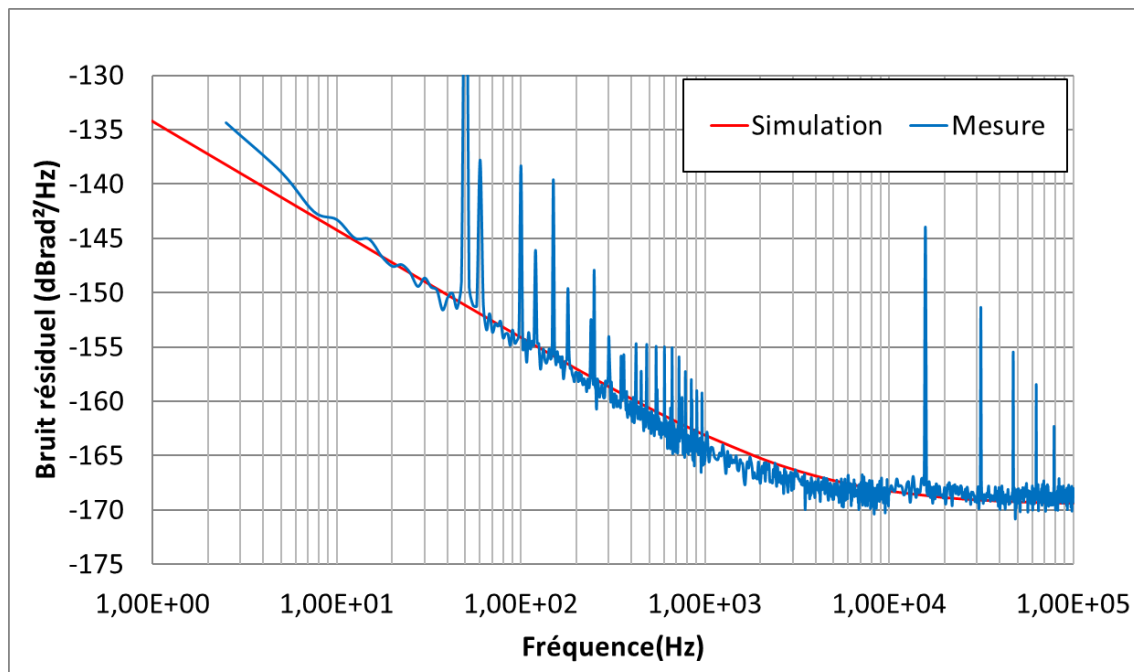


Figure III-22: Comparaison mesures-modèle du bruit de phase résiduel du transistor BFP650 à 1 GHz et à 80 K ($I_c = 20 \text{ mA}$ et $V_{ce} = 2 \text{ V}$)

Tout comme pour le test en compression pour le modèle non-linéaire, l'efficacité du modèle en bruit est évaluée en comparant le bruit de phase simulé au bruit de phase mesuré pour un transistor chargé en entrée et sortie sur 50Ω et soumis à une puissance d'entrée connue (proche de 1 dB de compression dans notre cas). La Figure III.22 montre la comparaison

théorie-expérience pour notre composant BFP 650 à 80 K. La source de bruit en $1/f$ ajoutée en entrée du transistor décrit bien le comportement en bruit de phase. Le bruit est simulé en boucle ouverte sous ADS grâce au module pnmx décrit au chapitre 1.

III.3 Modélisation des autres composants

Nous avons détaillé dans un premier temps la descente en température et la modélisation du transistor. En effet, il s'agit du composant le plus critique vis-à-vis du bruit mais aussi des performances à froid. Cependant, le circuit oscillant comporte bien d'autres composants dont le comportement à basse température n'est pas toujours bien connu. Il s'agit tout d'abord de l'ensemble de composants passifs CMS : résistances, inductances et capacités. Afin de vérifier que leurs caractéristiques ne varient pas ou peu jusqu'aux températures d'utilisation, nous avons fait monter ces composants sur des supports de test et nous les avons plongés au voisinage de l'azote liquide.

De plus, afin de pouvoir régler la phase de la boucle d'oscillation à basse température, nous avons souhaité ajouter à cette liste un varactor. Pour cela, deux diodes varactors RF ont été refroidies à l'azote et mesurées en paramètres S et en bruit.

Les diodes varactor sont montées en série et on relève les paramètres de transmission S_{21} à la traversée du composant chargé sur 50Ω . Nous résumons ci-après les performances à 80 K de ces deux composants.

Tableau III-3 : Performances en transmission du varactor BB837 à 300 K et 80 K pour plusieurs polarisations.

BB837	0V	10V	20V
$ S_{21} $ @1GHz et 300K	0.3 dB	4.9 dB	9 dB
$ S_{21} $ @1GHz et 80K	0.2 dB	5.1 dB	9.1 dB
ϕ_{21} @1GHz et 300K	3°	51°	65°
ϕ_{21} @1GHz et 80K	5°	52°	66°

Tableau III-4 : Performances en transmission du varactor BB535 à 300 K et 80 K pour plusieurs polarisations.

BB535	0V	10V	20V
$ S_{21} $ @1GHz et 300K	0 dB	0.3 dB	1.3 dB
$ S_{21} $ @1GHz et 80K	0 dB	0.4 dB	1.4 dB
ϕ_{21} @1GHz et 300K	-1.3°	13°	29°
ϕ_{21} @1GHz et 80K	-0.8°	13°	30°

Ces mesures nous permettent de conclure que ces deux diodes varactors ont un comportement très similaire à basse température et à température ambiante. De ce fait, les modèles constructeurs de ces composants peuvent être utilisés à 80 K.

Les paramètres S mesurés sont présentés ci-après sur une plus large plage de fréquence et comparés à la modélisation avec ce modèle (figures III.23 et III.24).

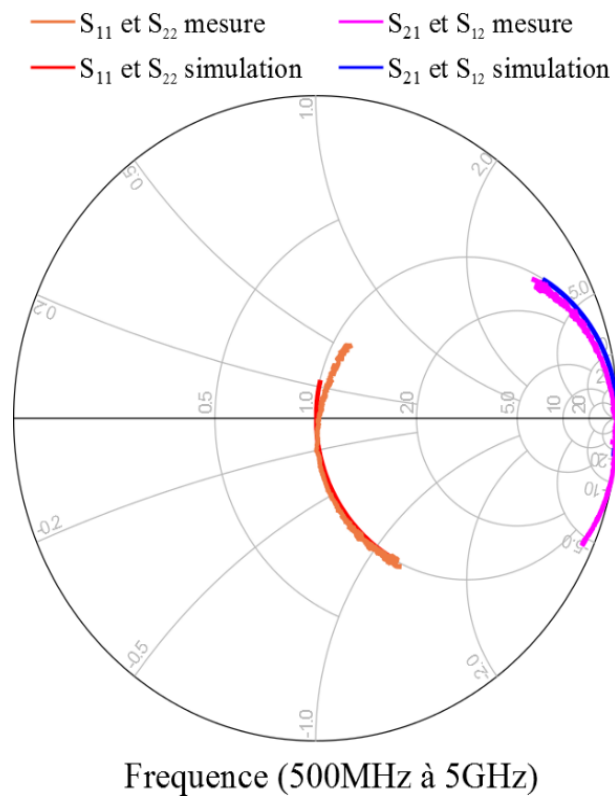


Figure III-23 : Comparaison mesure et simulation du varactor BB837 en transmission et pour 0 V de tension de polarisation.

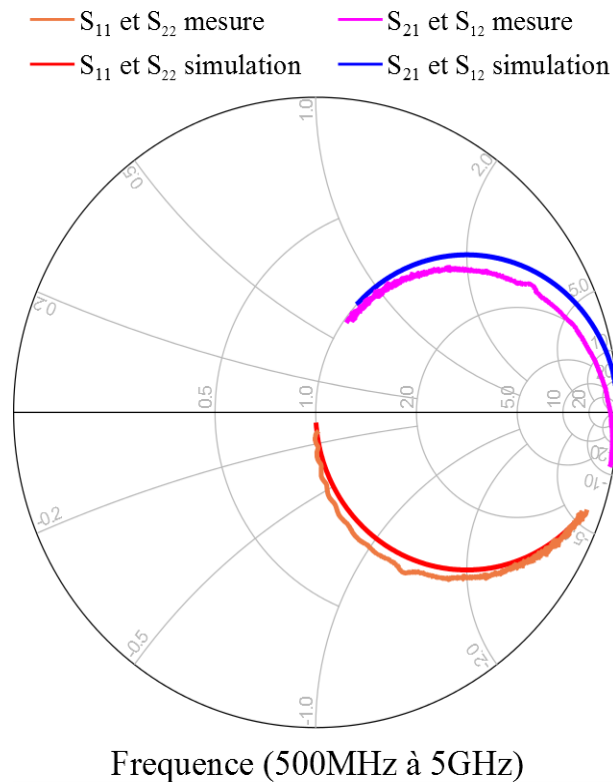


Figure III-24 : Comparaison mesure et simulation du varactor BB535 en transmission et pour 0V de tension de polarisation.

En ce qui concerne le bruit, étant donné que les diodes varactors sont des composants semi-passifs, nous avons besoin d'évaluer si ces composants étaient susceptibles de contribuer au bruit de phase de la boucle d'oscillation.

Les diodes dans leur support ont été placés dans les mêmes conditions que les transistors, c'est-à-dire entre deux bras d'un détecteur de phase et le bruit de phase résiduel a été relevé. Sous ces conditions, quelle que soit la puissance injectée et quelle que soit la température, nous avons systématiquement mesuré le plancher de bruit de notre banc de bruit de phase à 1GHz. Nous pouvons donc considérer que le bruit rajouté par ces diodes varactors est négligeable comparé au bruit du transistor.

En plus de ces diodes, nous avons testé un certain nombre de composants passifs eux aussi refroidis au voisinage de l'azote liquide. Nous avons comparé les mesures des paramètres S de ces composants à température ambiante et à 77 K. Les conclusions de ces mesures sont présentées dans le tableau ci-dessous (Tableau III.4). Les mesures faites nous ont confortés quant à l'utilisation de ces composants pour la réalisation de notre oscillateur.

Tableau III.4 : Rapport de mesures de composants passifs entre 300K et 77K.

	Constructeur	Boitier	Variations observées entre 300K à 77K
Résistances			
2k Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
1k Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
50 Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
20 Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
11 Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
2,2 Ω	TE Connectivity	0402	Aucune variation
Inductances			
390nH	Murata	0603	Variation très légère des paramètres S
Capacités			
100nF	Murata	0603	Variation forte : modification de la valeur de la capacité. Passe à 30nF lorsque refroidi.
100pF	Murata	0402	Variation légère : modification de la fréquence de coupure
10pF	Murata	0402	Variation légère : modification de la fréquence de coupure

III.4 Conception de l'amplificateur cryogénique à faible bruit de phase

Maintenant que nous avons un transistor et un ensemble de composants passifs qui fonctionnent aux températures cryogéniques, nous avons conçu un amplificateur à faible bruit de phase afin de confirmer notre capacité de conception à ces températures. En effet, il s'agit d'un circuit plus simple qu'un circuit oscillateur, constituant ainsi un bon test pour le modèle des composants. Il s'agit également d'un circuit pouvant avoir une utilité indépendamment de l'oscillateur, pour des expérimentations pour lesquelles on souhaite conserver des composants séparés mais néanmoins tous refroidis.

Pour cette conception de circuit, plusieurs critères ont été recherchés :

- Avoir un circuit stable sur une large gamme de fréquences.
- Avoir un bruit de phase résiduel le plus faible possible.
- Avoir assez de gain pour osciller avec le résonateur supraconducteur.

La conception du circuit a été menée à l'aide du logiciel Keysight ADS. Le circuit est réalisé dans une technologie micro-ruban sur alumine. Cette alumine a été caractérisée à 10 GHz pour vérifier ses caractéristiques (ϵ_R et $\tan\delta$) à basse température par l'UMPhy. Le circuit amplificateur réalisé est présenté dans son ensemble sur la figure III.25.

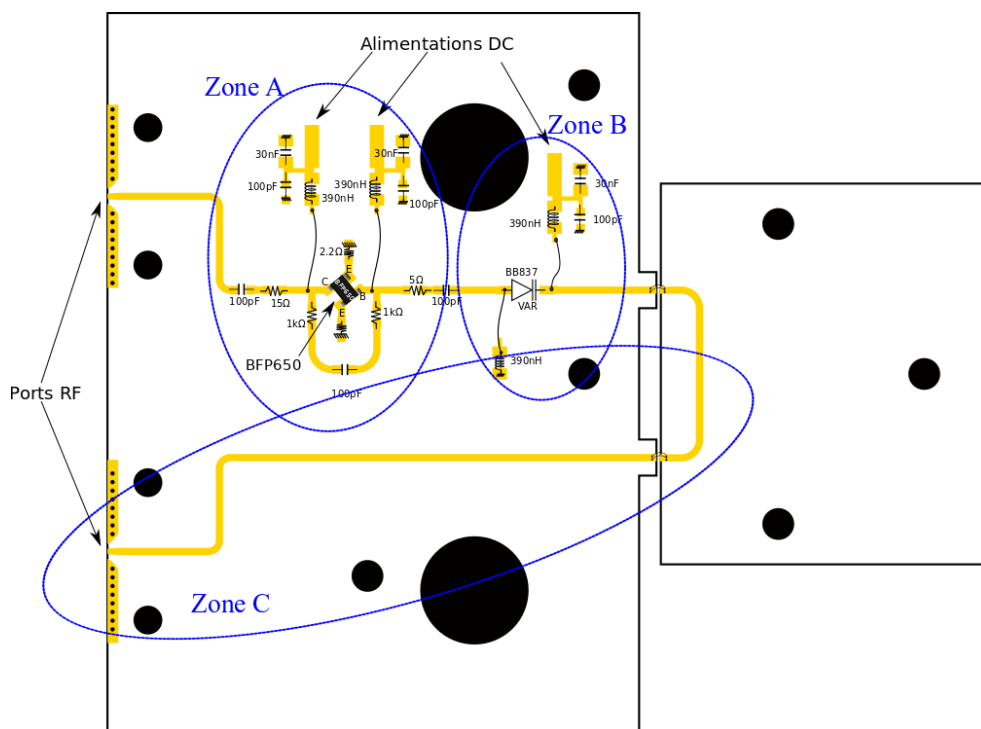


Figure III-25 : Circuit amplificateur avec un BFP650 sur alumine.

On peut observer sur cette image les différents choix effectués lors de la conception de ce circuit d'amplification. On peut tout d'abord découper notre circuit en trois parties distinctes. En 'A' nous avons la zone d'amplification, avec le transistor et les composants passifs associés permettant l'optimisation de l'amplification pour notre application. Dans la zone 'B' nous avons placé un varactor, qui n'a pas d'utilité pour l'amplification mais qui sera utilisé pour notre oscillateur. Enfin, la zone 'C' correspond à une ligne d'accès 50 Ω permettant le test de l'amplificateur dans le cryostat.

Nous détaillerons simplement par la suite l'amplificateur lui-même, c'est-à-dire la zone 'A'. La figure III.24 représente le détail de cette partie du circuit.

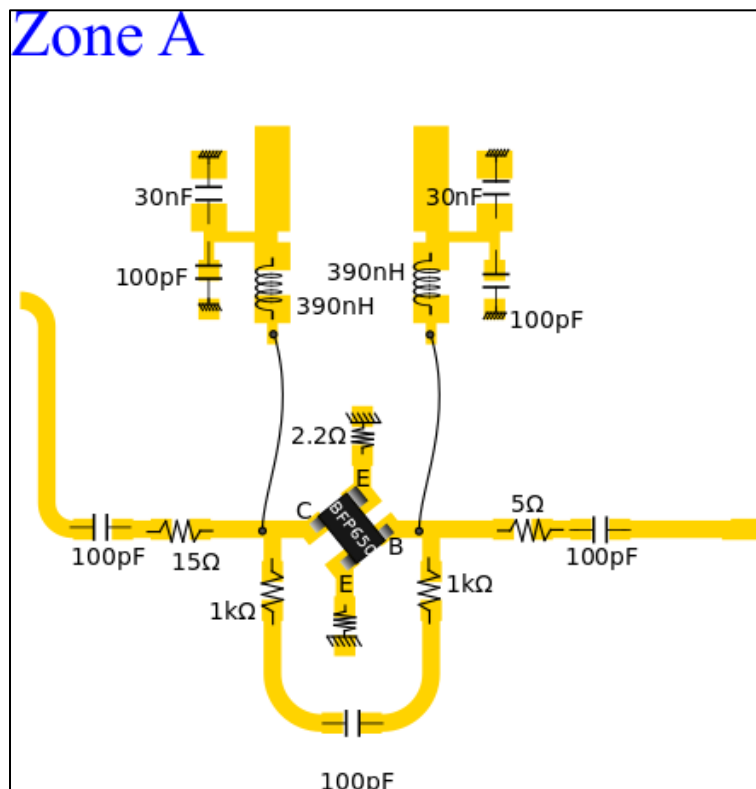


Figure III-26: Détail de la zone A, partie amplification.

Tout d'abord, pour éviter que la polarisation ne perturbe notre signal utile se propageant dans nos lignes d'accès, plusieurs éléments ont été pris en compte.

- Utilisation de lignes à faibles largeurs pour la propagation du DC.
- Mise en place d'une inductance de forte valeur (390 nH) sur l'accès DC.
- Mise en place de capacités de découplages
- Utilisation de fils de microsoudure pour relier la polarisation au transistor.

Ensuite, pour stabiliser le transistor, deux contre-réactions ont été mises en place. Une contre-réaction classique par l'ajout d'une résistance au niveau de l'émetteur, permettant de

stabiliser le transistor en diminuant son gain. Une contre réaction RC (résistance + capacité) entre la base et le collecteur, elle aussi améliorant la stabilité du transistor. Pour éviter que la propagation de la fréquence de 1 GHz soit modifiée par cette contre réaction, il a été décidé de placer les deux résistances de 1 k Ω au plus proche du trajet de l'onde haute-fréquence.

Des résistances en entrée et en sortie ont aussi été ajoutées afin de pouvoir adapter l'amplificateur au reste du circuit. Parmi les autres choix de conception effectués, nous avons le problème de l'épaisseur du substrat. En effet, au lieu d'utiliser un substrat alumine "classique" de 635 μm , nous avons utilisé un substrat de 500 μm . L'avantage de cette épaisseur est un meilleur transfert thermique entre la semelle et les composants. Cependant l'alumine est plus fragile et doit donc être manipulée avec précaution.

Lors de la réalisation de nos prototypes, nous nous sommes demandé quelle était la meilleure solution pour relier nos composants à l'alumine. Traditionnellement notre technicien soude les composants à l'étain, ce qui est avantageux pour modifier les valeurs de nos composants ou en cas de détérioration. Malencontreusement deux problèmes ont pu être observés avec cette méthode :

- Le premier est lié au support de l'alumine. En effet, lorsque l'alumine est fixée sur son support il est très difficile de souder/dessouder les composants. Le tout ayant été conçu pour avoir un transfert thermique très important, il faut amener une forte puissance thermique pour que l'étain s'attache aux pistes.
- La deuxième est la détérioration des pistes d'or quand elles sont chauffées au-dessus d'une température seuil. La figure illustre notre problème. Lorsque l'on met de l'étain sur notre piste et qu'on l'enlève, l'or est en partie « aspiré » par l'étain et nous nous retrouvons alors avec un morceau de piste en moins. Ce phénomène est d'autant plus accentué lorsque notre alumine est sur son support.

En raison de ces deux problèmes nous avons dû trouver une autre solution pour relier nos composants à l'alumine. Notre choix s'est alors tourné vers deux solutions : la colle H20E et la soudure à la pâte à braser. Ces deux méthodes, ne nécessitant pas une chauffe trop importante du circuit, nous semblaient être un bon choix. L'inconvénient de la colle H20E étant néanmoins qu'après collage, il ne nous était plus possible d'enlever nos composants.

Pour comparer ces deux méthodes nous avons choisi de tester si l'une des deux dégradait le bruit de phase résiduel de nos composants. En effet, un mauvais contact ohmique se traduit généralement par la génération d'un bruit en $1/f$, lui-même rapidement converti en bruit de phase par les non-linéarités du composant. C'est pourquoi, en utilisant les supports de test présentés en III.2, nous avons monté trois BFP650, 1 soudé, 1 brasé et 1 collé. Les résultats de bruit sont présentés figure III.27.

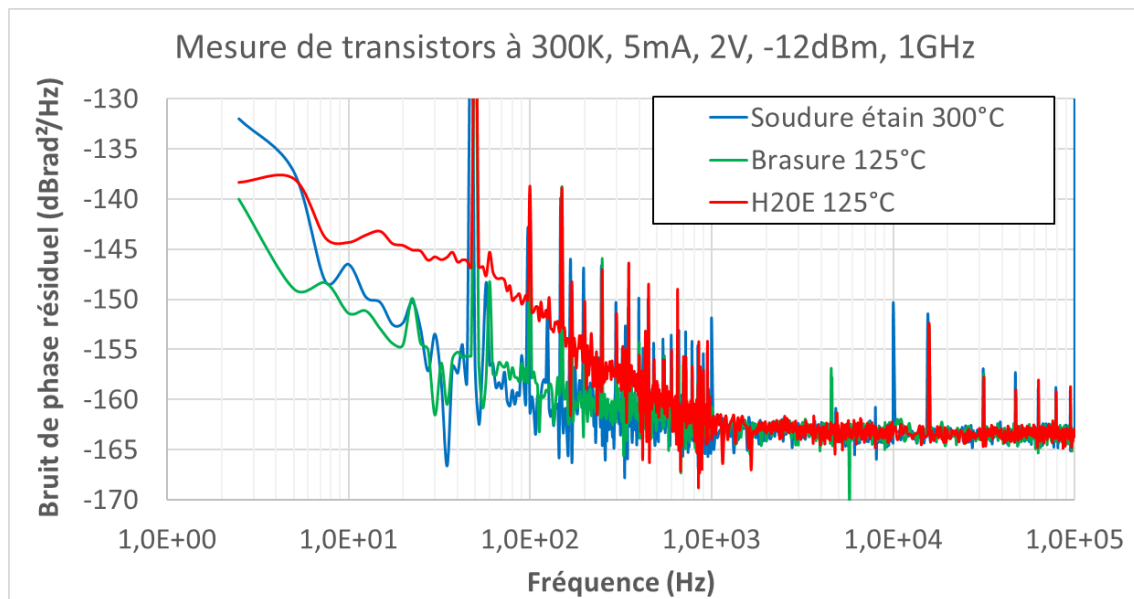


Figure III-27 : Comparaison du bruit de phase de trois composants BFP650 à 300K fixés de différentes façons sur leurs supports.

Comme on peut l'observer sur la figure III.27, le composant collé à l'H20E a des performances détériorées par rapport aux deux autres techniques. Ces résultats ne nous permettent pas néanmoins d'impliquer cette détérioration à tous types de collage à l'H20E. En effet, il est difficile de savoir si le bruit observé est dû à la colle elle-même ou à la procédure de collage. Nous avons suivi une méthode de collage décrite par le fabricant de la colle, mais plusieurs tests liés au temps de chauffe ou à la température maximum utilisée pourrait être effectués. Nous avons aussi observé un mauvais comportement à long terme de la colle pour une utilisation en cryoélectronique : plusieurs composants se sont décollés après un grand nombre de cyclage en température dans l'azote.

En tout cas, compte tenu de ces résultats et du temps nécessaire pour tester plus avant la colle, il a été décidé par la suite d'utiliser la pâte à braser.

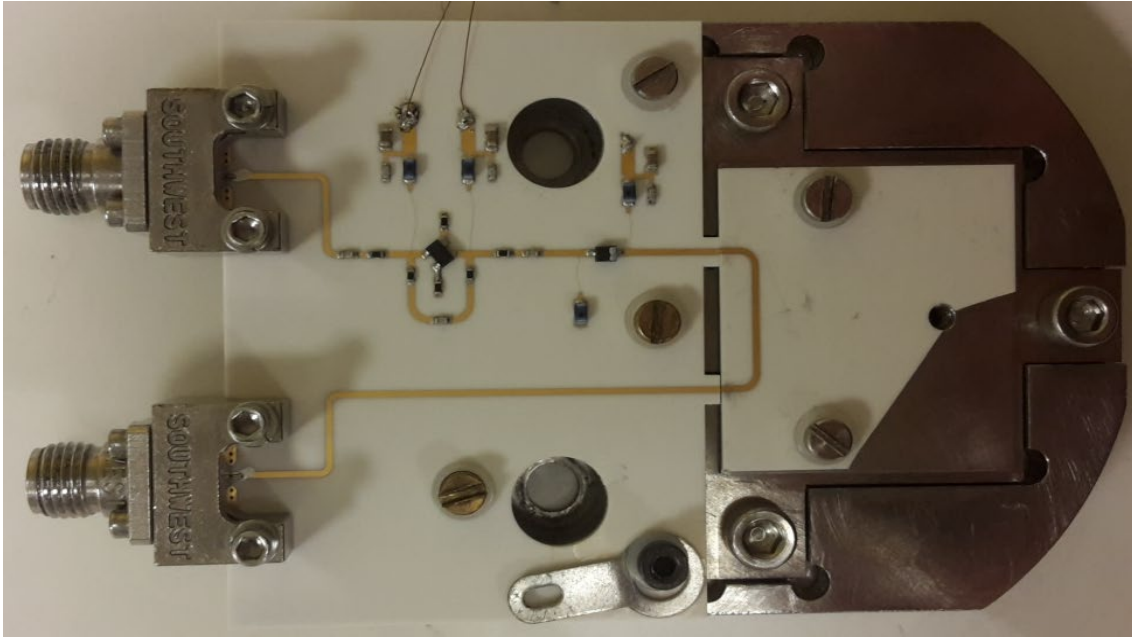


Figure III-28 : Photo de l'amplificateur faible bruit.

Nous présentons par la suite les comparaisons modèle et mesure de notre circuit amplificateur.

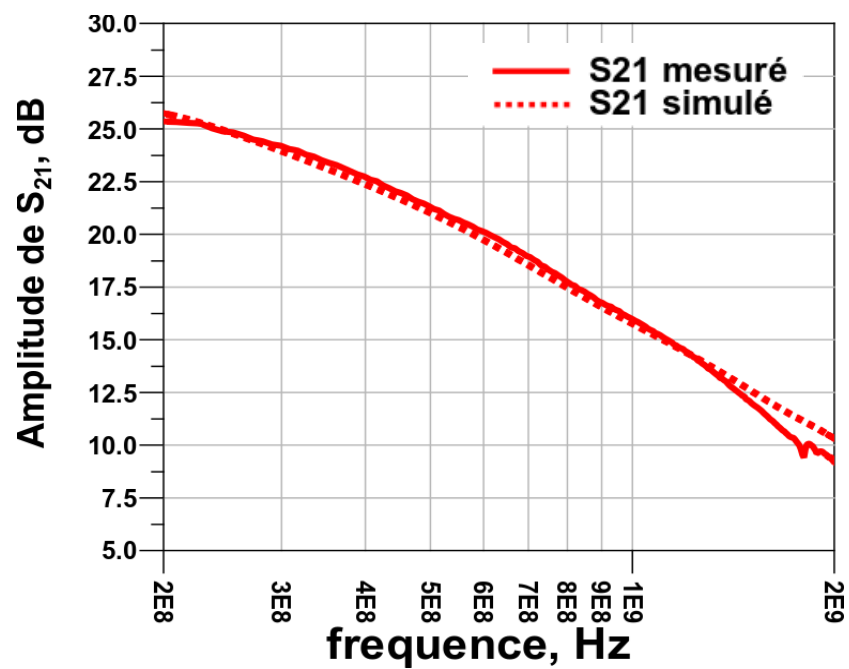


Figure III-29 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S_{21} de l'amplificateur, $T = 80K$, $I_c = 10mA$, $V_{CE} = 2V$

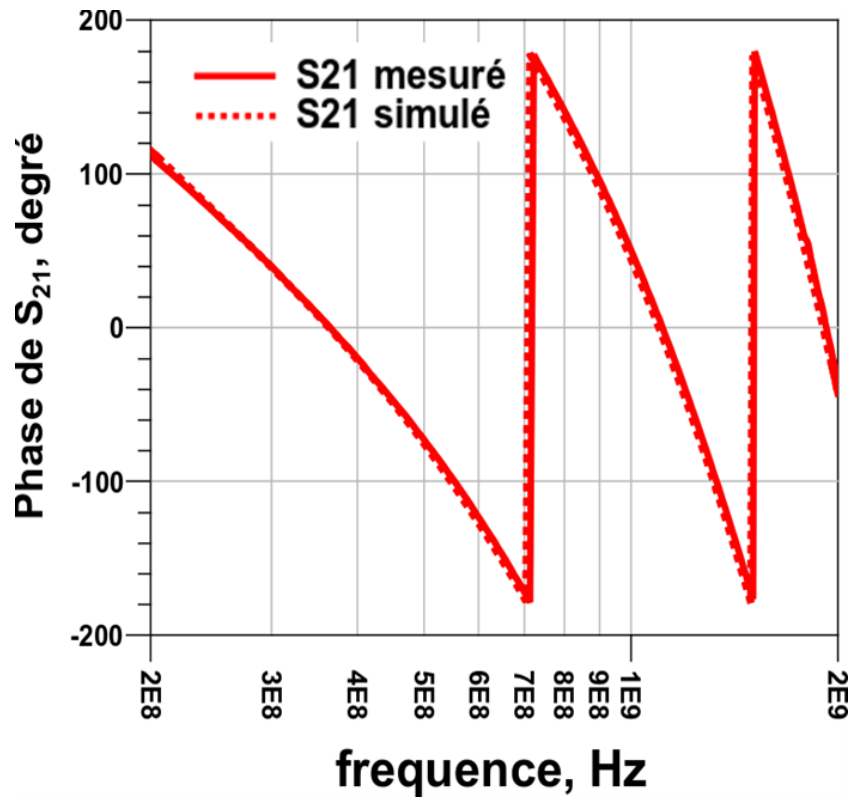


Figure III-30 : Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S₂₁ de l'amplificateur, T = 80K, I_c = 10mA, V_{CE} = 2V

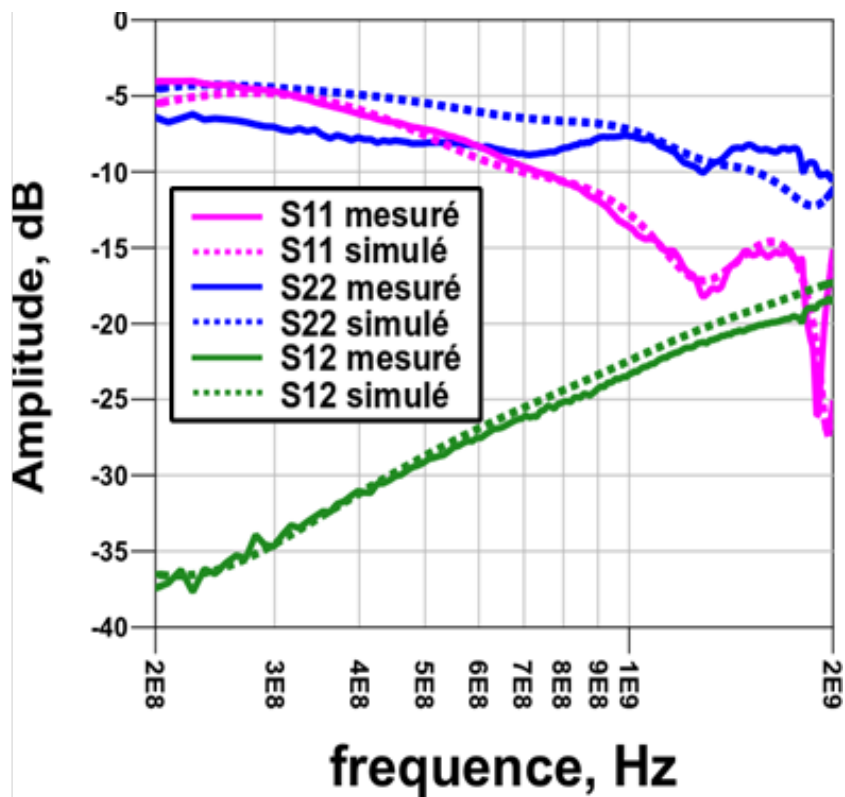


Figure III-31 : Comparaison mesures-modèle en amplitude des paramètres S de l'amplificateur, T = 80K, I_c = 10mA, V_{CE} = 2V

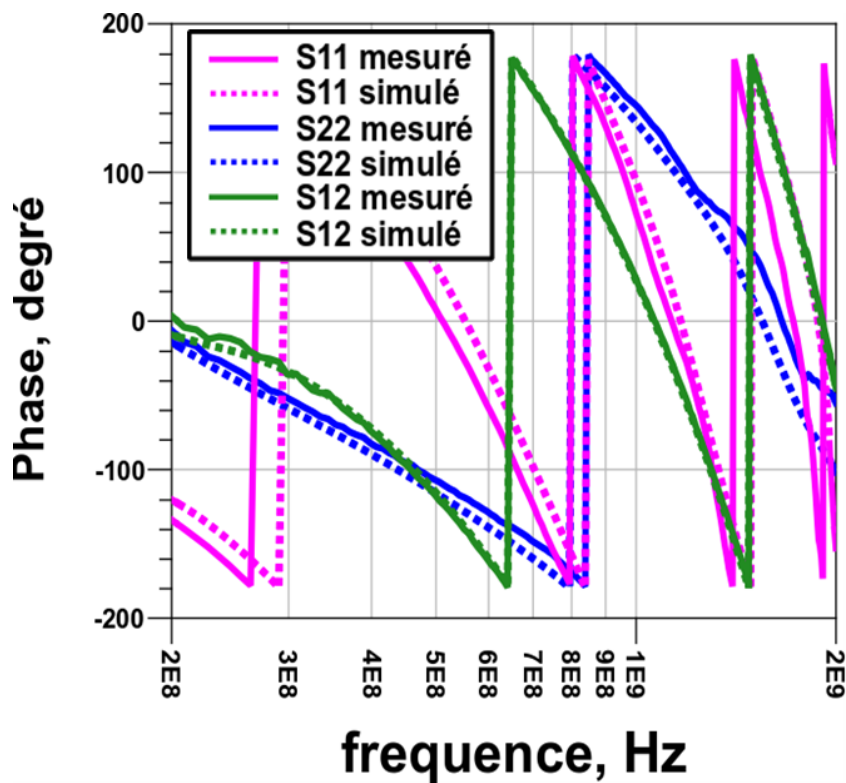


Figure III-32 : Comparaison mesures-modèle en phase des paramètres S de l'amplificateur, $T = 80\text{K}$, $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$

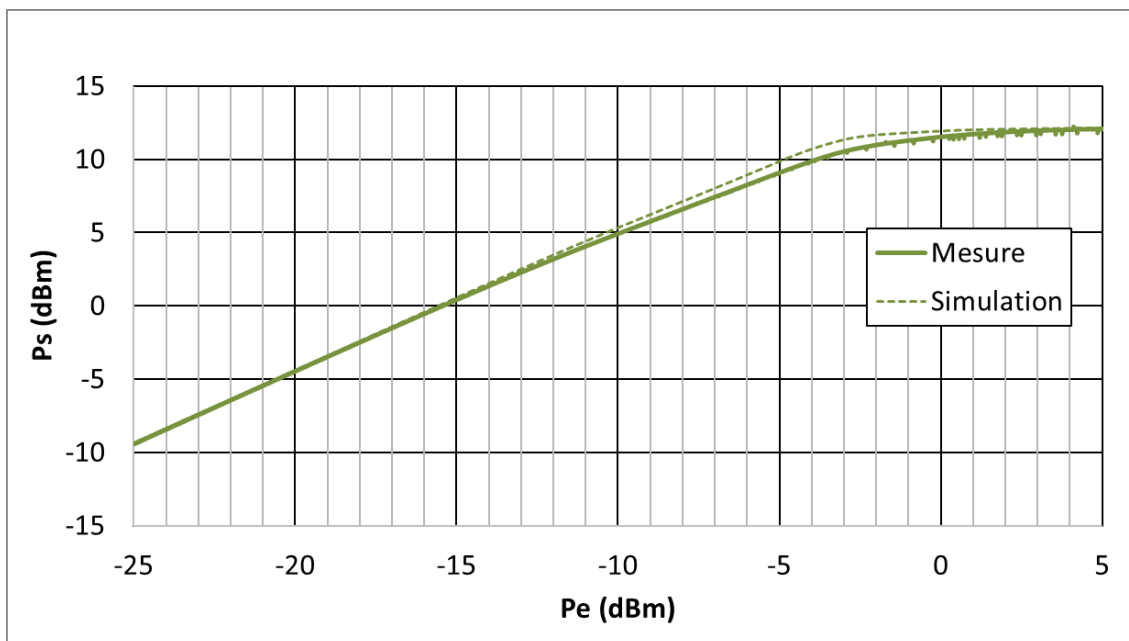


Figure III-33 Comparaison mesures-modèle de la saturation de l'amplificateur dans le cas d'une alimentation basse impédance, à 80K , $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$

Pour la caractérisation en bruit de phase résiduel de l'amplificateur, nous avons effectué les premières expérimentations en mesurant l'amplificateur refroidi dans l'azote liquide (Figure III.34). L'avantage de cette méthode est une descente rapide à la température de 80K .

On peut observer figure III.34 les résultats de bruit de phase résiduel mesurés sous cette configuration.

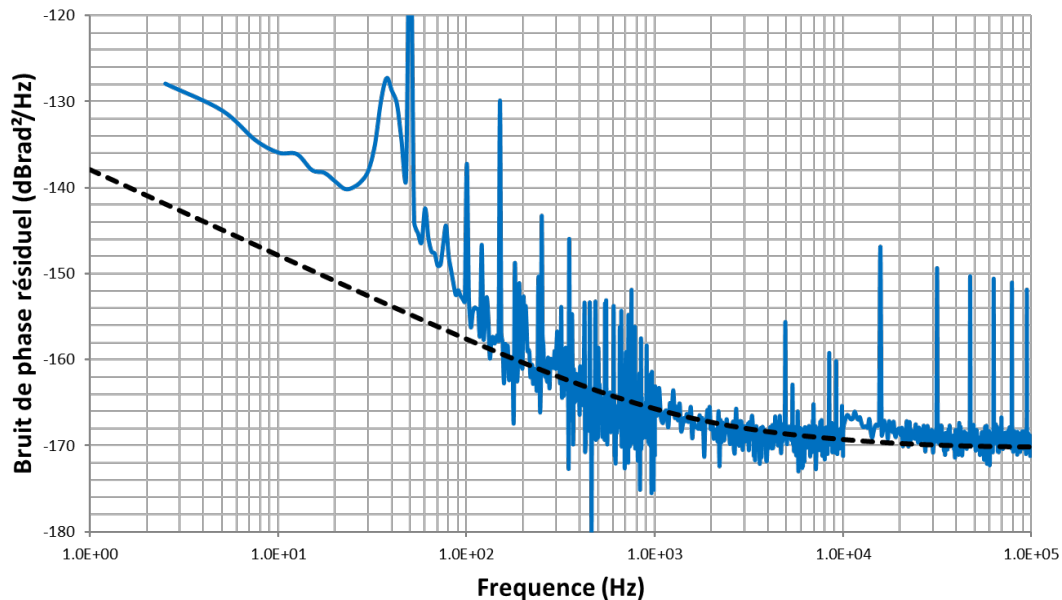


Figure III-34 : Comparaison mesures-modèle du bruit de phase résiduel de l'amplificateur BFP650 à 1GHz, 80K, $I_C=20\text{mA}$, $V_{CE}=2\text{V}$, $P_{in}=-5\text{dBm}$.

Sur cette courbe, il semble que le bruit de phase présente une pente en $1/f^2$ en dessous de 200 Hz au lieu du classique $1/f$ attendu. Après quelques recherches, cet effet ne semble pas provenir d'un défaut du composant, ni d'une erreur de conception, mais plutôt de la variation de température du circuit. En effet, nous avons déjà pu observer cet effet lors des mesures de transistors et nous l'avons fait disparaître en stabilisant la température de nos composants. Nos mesures nécessitant un certain temps de moyennage et l'azote ayant tendance à s'évaporer, le niveau d'azote diminue durant l'acquisition et peut nécessiter d'être réajusté. D'autre part, par rapport aux transistors, l'amplificateur n'est pas dans un boîtier fermé et possède également une surface plus importante. Il est donc plus difficile à stabiliser en température dans un bain d'azote. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser un filtre passe-haut 40 Hz lors de notre mesure, ce qui permet d'éliminer les fluctuations très basses fréquences et donc de mesurer dans un temps bien plus rapide.

Après traitement des données (on réalise la fonction inverse de notre filtre), nous obtenons la courbe de bruit de phase de la figure III.35 pour l'amplificateur cryogénique.

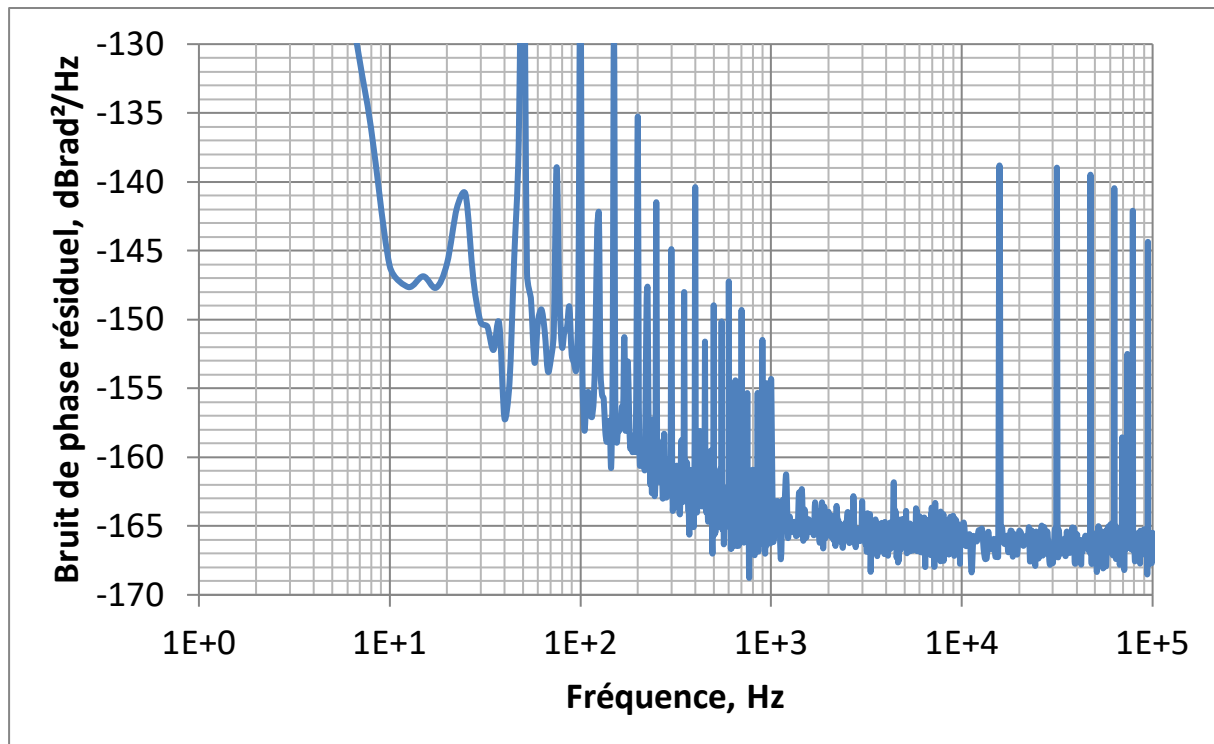


Figure III-35 : Mesure du bruit de phase résiduel à 1 GHz de l'amplificateur à base de BFP650 avec filtre passe-haut 40Hz. $T = 80K$, $I_c = 10mA$, $V_{CE} = 2V$, $P_e = -8dBm$.

Dans un deuxième temps nous avons réalisé des mesures de bruit de phase résiduel dans le cryostat CP5. Pour cela, il nous a fallu avant tout supprimer toutes les boucles de masse. Le schéma de la figure II.9 illustre un système de refroidissement classique. Dans ce type de système, presque toutes les parties métalliques sont reliées à la masse : les tuyaux de la pompe à vide, le doigt froid du cryostat ou l'enceinte extérieure. C'est pourquoi, pour dissocier ces masses, plusieurs protections ont été mises en place comme présenté figure III.36. La première se situe aux niveaux des tuyaux de pompage du vide où un joint, son support et son serre-joint sont complètement isolants. Une deuxième protection se trouve au niveau de la jonction entre les câbles SMA et l'enceinte : des rondelles plastiques ont été utilisées pour que la partie métallique de la transition SMA ne soit pas en contact avec l'enceinte. La dernière protection a pour but d'isoler électriquement le DUT du doigt froid. L'inconvénient est que cette protection ne doit pas être un isolant thermique, sinon nous ne pourrions plus refroidir notre DUT. C'est pourquoi une fine couche d'AlN a été conçue et placée au-dessus du doigt froid. Quelques rondelles, elles aussi en AlN, ont été réalisées pour pouvoir isoler les vis de fixation entre le doigt froid et le support en cuivre sur lequel est placé le DUT. Ces sécurités sont celles qui sont utilisées pour le test de l'amplificateur, mais également celui de l'oscillateur.

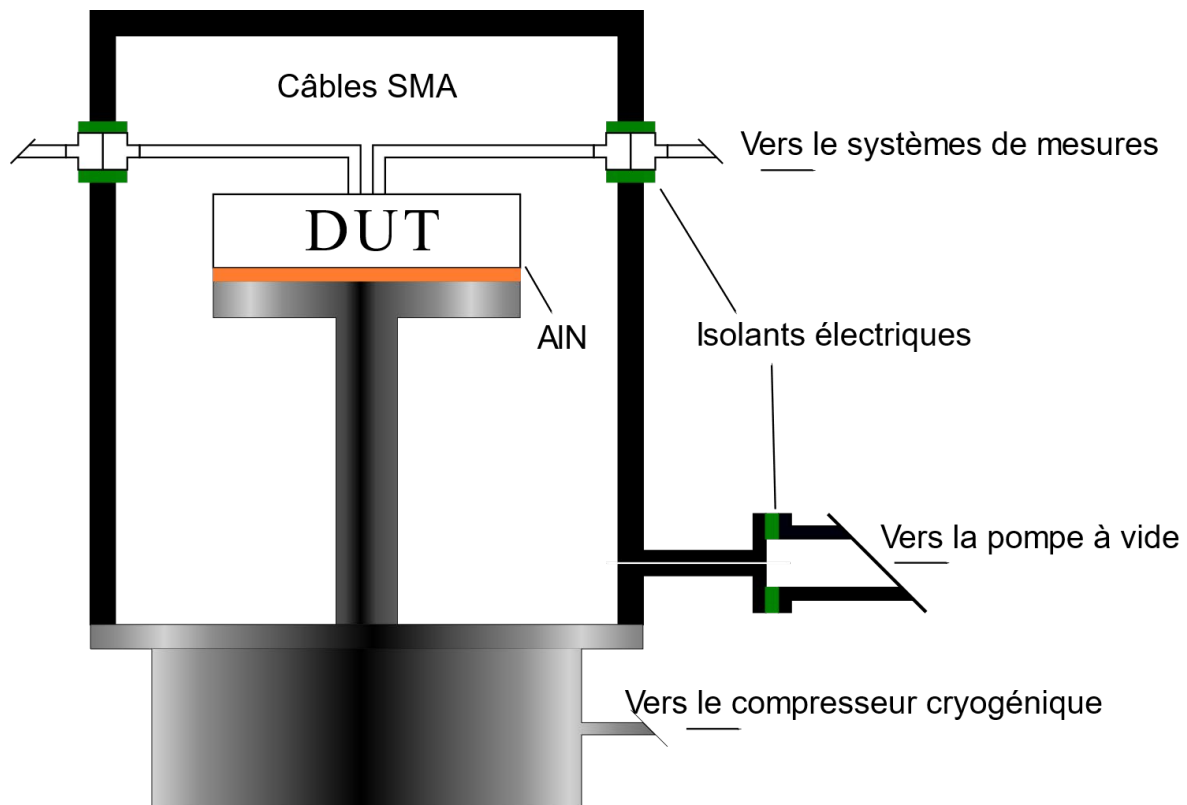


Figure III-36: Schéma d'un cryogénérateur avec isolations des masses.

Ce montage nous a permis de maintenir l'amplificateur à la température de 85 K et d'effectuer les mesures représentées en figure III.37. Nous n'avons pas pu descendre plus bas en température avec ce système en raison des deux câbles SMA et des câbles d'alimentations du transistor. En effet, ces différents éléments nécessitent une forte puissance de froid pour être maintenus à très basse température. De ce fait, nous n'avons pas pu tester notre circuit amplificateur à 60 K au LAAS. Toutefois, les efforts mis en œuvre pour isoler notre circuit de l'extérieur et la suppression des boucles de masse nous a été très utile pour le circuit oscillateur. De plus, une étude pour comprendre comment diminuer les effets microphoniques liés aux vibrations (par exemple, celles issues du ventilateur du CP5) a pu être effectuée et nous a permis d'optimiser les mesures finales de l'oscillateur (voir le chapitre 4).

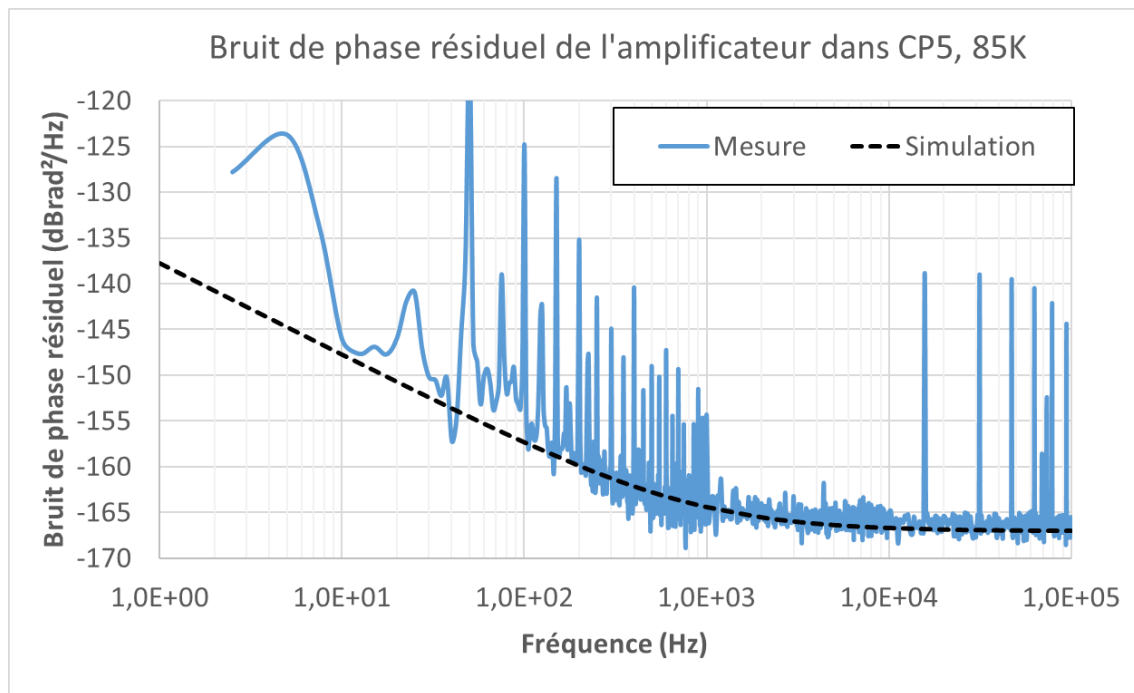


Figure III-37: Mesure du bruit de phase résiduel de l'amplificateur à base de BFP650 dans le CP5 à 1GHz, T = 85K, I_C = 10mA, V_{CE} = 2V, P_e = -8dBm.

III.5 Conclusion

Ce chapitre présente la méthodologie utilisée au cours de cette thèse pour choisir un transistor adéquat et performant pour réaliser un oscillateur tout cryogénique à faible bruit de phase. Comme prévu, nous avons testé un ensemble de transistors susceptibles de fonctionner dans la gamme de température de l'application visée (60 K- 80 K). Après avoir conçu et optimisé notre banc de bruit de phase résiduel, nous avons pu faire le choix du meilleur transistor en termes de performances en bruit et en gain à 1 GHz. Toujours en utilisant les méthodes de mesure à froid mises en œuvre pour la mesure des transistors, nous avons testé une gamme de composants passifs ou semi-actifs nécessaires à la conception de nos circuits hybrides sur alumine.

L'étape suivante a alors consisté à modéliser le transistor sur un logiciel de simulation RF non-linéaire (Keysight ADS). Cette étape est particulièrement importante car aucune retouche n'est possible pour un circuit dans un cryostat et la conception du circuit doit être très fiable. D'autre part, le modèle doit pouvoir rendre compte du comportement non-linéaire du transistor et surtout du bruit qu'il apporte à la boucle d'oscillation. Le modèle développé a donc été testé sur un circuit plus simple que le circuit oscillant : un amplificateur à faible bruit de phase. L'accord théorie-expérience observé sur ce circuit est correct, même si pour la partie très proche de la porteuse ($f < 100$ Hz), le bruit de phase observé était pollué par des pics de vibrations liés au cryostat. Nous verrons dans le chapitre suivant que ce problème est bien présent également lors des tests en oscillateur et qu'il constitue un des verrous pour le développement des sources RF cryogéniques à haute pureté spectrale.

III.6 Bibliographie – chapitre 3

[Aja 2019] B. AJA, E. VILLA, L. DE LA FUENTE et al. Cryogenic performance of a 3–14 GHz bipolar SiGe low-noise amplifier. *Cryogenics*, 2019, vol. 99, p. 18-24.

[Antognetti & Massobrio 1988] P. Antognetti and G. Massobrio. *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. McGraw Hill, 1988.

[Berthelot 2015] B. Berthelot, Caractérisation de composants en vue de la réalisation d'un oscillateur cryogénique, rapport de stage LAAS-UPS, sept. 2015.

[Bonani 2011] F. Bonani, S. Donati Guerrieri, G. Ghione and R. Tisseur, "Modeling and simulation of noise in transistors under large-signal condition," 2011 21st International Conference on Noise and Fluctuations, Toronto, ON, 2011, pp. 10-15.

[Boudot 2004] R. Boudot and E. Rubiola, "Phase noise in RF and microwave amplifiers," 2010 IEEE International Frequency Control Symposium, Newport Beach, CA, 2010, pp. 109-

[Garcia 2018] A. GARCÍA, I. LÓPEZ-FERNÁNDEZ, R. AMILS, et al. SiGe microwave cryogenic low noise amplifier design YSG1. 2018.

[Goryachev 2010] M. Goryachev, S. Galliou, P. Abbé, "Cryogenic transistor measurement and modeling for engineering applications", *Cryogenics*, vol. 50, no. 6-7, pp. 381-389, 2010.

[Gribaldo 2008a] S. Gribaldo, L. Bary, O. Llopis, "SiGe HBT nonlinear phase noise modeling - X band amplifier design", *Proc. of the EuMA*, 2008, v. 4, pp. 177–182.

[Gribaldo 2008b] S. Gribaldo. "Modélisation non-linéaire et en bruit de composants micro-ondes pour applications à faible bruit de phase". Thèse de l'Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.

[Gummel 1970] H. Gummel, "An integral charge control model of bipolar transistors," *The Bell System technical journal*, vol. 49, no. 5, 1970.

[Keysight 2017] Keysight Technologies and F.Sischka, "Gummel-Poon bipolar model".

[Kiviranta 2006] M. Kiviranta, "Use of SiGe bipolar transistors for cryogenic readout of SQUIDS", *Superconductor Science & Technology*, vol. 19, pp. 1297-1302, 2006.

[Llopis 1994] O. Llopis, J. Verdier, J. M. Dienot, P. Andre, R. Plana and J. Graffeuil, "Large signal modelling of cryogenically cooled GaAs field effect transistors for low phase noise oscillator design," *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*, San Diego, CA, USA, 1994, pp. 981-984 vol.2.

[Nunez Perez 2007] Jose Cruz NUNEZ PEREZ, "Contribution à la Conception de Système de RadioCommunication : de la Modélisation de Transistors Bipolaires à l'Evaluation des Performances d'un Système d'Emission-Reception", Thèse de Doctorat soutenue le 03 Décembre 2007, INSA Lyon"

[Toro 2004] Clemente Toro Jr., "Improved 1/f Noise Measurements for Microwave Transistors", dissertação de mestrado, University of South Florida, pp. 21, Junho, 2004. "

[Weinreb 2007] S. Weinreb, J. C. Bardin and H. Mani, "Design of Cryogenic SiGe Low-Noise Amplifiers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 11, pp. 2306-2312, Nov. 2007.

IV Oscillateur tout cryogénique

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre I, nous souhaitons réaliser un oscillateur à très faible bruit de phase autour du Gigahertz. De plus, afin de surpasser les oscillateurs compacts actuellement sur le marché, il fut décidé d'utiliser un résonateur supraconducteur possédant un très fort facteur de qualité et fonctionnant à 60 Kelvin associé avec un circuit amplificateur à faible bruit de phase, lui aussi maintenu à 60 K. Les chapitres 2 et 3 de ce manuscrit décrivent justement comment ces deux éléments ont été conçus, testés et modélisés. Nous détaillons dans ce chapitre les étapes pour assembler ces deux composants afin de concevoir et tester un oscillateur tout cryogénique à faible bruit de phase.

IV.1 Supports de test

Notre oscillateur doit pouvoir être refroidi jusqu'à 60 K. Pour cela, nous utilisons le cryostat compact décrit au chapitre (III.5) et présenté figure III.36. Ses dimensions étant imposées, nous devons nous y adapter. Un support en titane a donc été réalisé pour pouvoir se fixer au doigt froid du cryostat et sur lequel se place notre oscillateur. Les dimensions de ce support sont présentées figure IV.1.a. Sur ce support vient se placer d'un côté notre résonateur et de l'autre notre boucle oscillateur. L'élément le plus contraignant entre les deux est le résonateur. En effet, afin d'optimiser son facteur de qualité, le résonateur doit être entouré d'une enceinte métallique dont les dimensions vis-à-vis des pistes supraconductrices ont été étudiées en amont. L'empreinte de cette enceinte est présentée figure IV.1.b en vert. Le reste de l'espace disponible est donc utilisé pour la boucle d'oscillation et les systèmes de fixation du support. Au final, la taille disponible pour le circuit est de 32 mm x 27.5 mm. Dans cet espace, nous devons placer l'ensemble de la boucle d'oscillation, à l'exception du résonateur. Celle-ci comprend : un système d'amplification, un système d'ajustement de phase de la boucle, un coupleur permettant de récupérer une partie du signal et un amplificateur buffer afin d'augmenter la puissance en sortie de l'oscillateur. Un exemple de boucle est présenté figure IV.2.

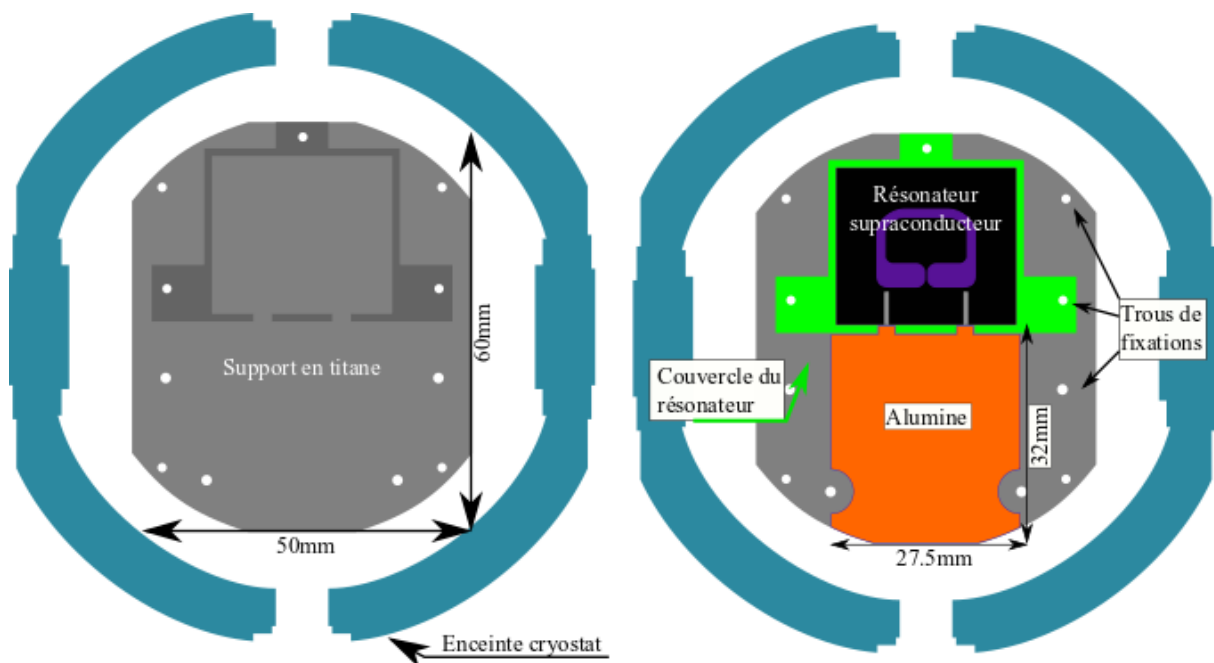


Figure IV-1 : Support titane de l'oscillateur qui se fixe sur le doigt froid du cryogénérateur.

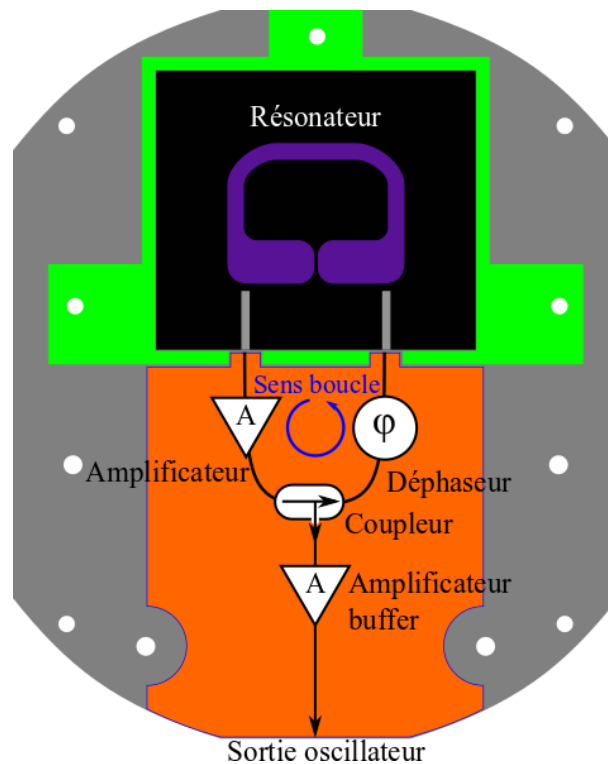


Figure IV-2: Schémas de test de l'oscillateur sur son support.

Afin de réduire la différence de température entre le doigt froid et les différents composants, il a été décidé de coller le résonateur et le circuit sur le support. Le circuit et le résonateur sont ensuite connectés par des fils de bonding en or.

En raison de la nécessité de collage de l'oscillateur final sur son support, un support "pour prototypes" a été réalisé. Ce support permet une fixation du résonateur et du circuit d'oscillation à l'aide de vis et non plus de colle. L'alumine sur laquelle se trouve le circuit d'oscillation a elle aussi été revue pour permettre les tests. Comme on peut le voir sur la figure IV.3, l'alumine est plus large afin de pouvoir être fixée avec des vis, mais aussi plus longue afin de pouvoir utiliser un connecteur "end-launch" pour réaliser une connexion micro-ruban vers SMA. Ce gabarit pour alumine est celui utilisé lors des tests effectués tout au long de ce chapitre.

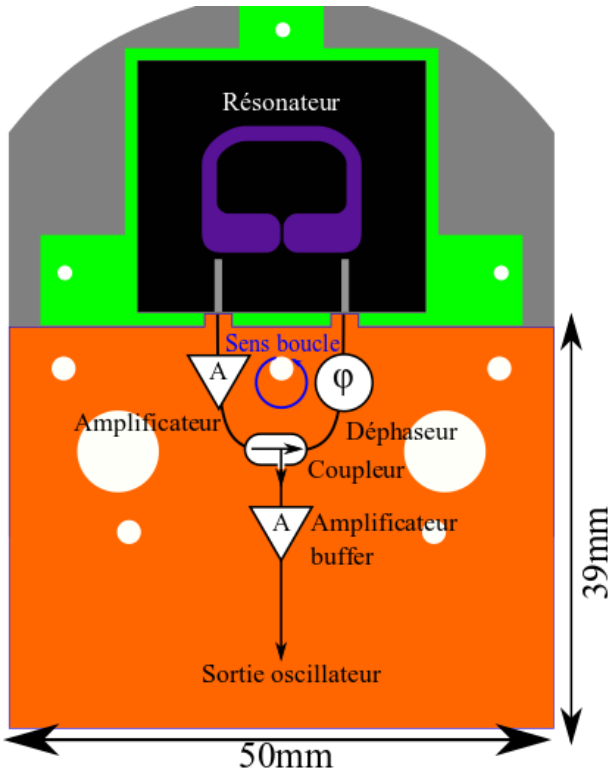


Figure IV-3 : Schémas du circuit de test, de l'oscillateur sur son support pour "prototypes"

IV.2 Analyseur de bruit de phase E4042B et FSWP26

Pour la mesure des performances de notre oscillateur, nous avons choisi d'utiliser dans un premier temps un analyseur de bruit de phase commercial. Ces analyseurs sont performants et faciles à utiliser. Ils ne sont cependant pas tous au même niveau de performance. Nous détaillons dans le tableau IV.1 leur plancher de bruit à 1 GHz pour un facteur de corrélation de 1.

Tableau IV.1 : Tableau de comparaison du plancher de bruit en valeurs typiques des analyseurs commerciaux avec corrélation croisée de bruit (en dBc/Hz) (Corrélation = 1)

	5052B Keysight	DCNTS NoiseXT	APPH20G Anapico (LN)	HA7062C Holzwort h	FSWP 26 R&S (B61)	Objectifs
1 Hz	-60	-70	-75	-52	-72	
10 Hz	-91	-96	-100	-86	-95	
100 Hz	-116	-112	-115	-116	-120	-122
1 kHz	-135	-127	-140	-143	-150	-145
10 kHz	-146	-136	-155	-156	-166	-172
100 kHz	-155	-138	-165	-158	-173	-175
1 MHz	-171	-140	-165	-158	-173	
10 MHz	-178	-158	-165	-180	-173	

L'analyseur de signal que nous possédons au LAAS est le E5052B de Keysight. Comme vous pouvez le voir dans le tableau ci-dessus, à l'aide d'un grand nombre de corrélations (200 000 @10kHz) nous pouvons atteindre l'objectif recherché. Cependant ces mesures prennent du temps et nécessitent une bonne stabilité du signal pendant toute la durée d'acquisition. Nous pouvons aussi voir dans ce tableau que le FSWP26 de Rohde&Schwarz est l'un des analyseurs de bruit de phase présentant les meilleures performances sur le marché (surtout au-delà de 1 kHz). Au vu des objectifs fixés, cet analyseur de bruit est le meilleur choix pour faire une mesure rapide du bruit de notre oscillateur. Nous avons donc décidé de faire une première évaluation de nos circuits à l'aide du E5052B à notre disposition, puis de tester les meilleures configurations grâce à un FSWP26 de location.

IV.3 Description des éléments de la boucle d'oscillation.

Maintenant que nous avons pu détailler les différents éléments extérieurs à notre oscillateur, détaillons le système en lui-même. Afin de simplifier la conception de l'oscillateur, nous l'avons décomposé quatre briques : le résonateur, l'amplificateur, le déphaseur et le coupleur. En plus de cette boucle d'oscillation il faut ajouter, au niveau de la sortie du coupleur, un amplificateur que nous nommons "amplificateur buffer".

IV.3.1 Le résonateur

Le résonateur utilisé et modélisé pour la boucle est celui présenté au Chapitre II. Comme nous l'avons conclu dans ce chapitre, le résonateur possède d'excellentes performances en facteur de qualité. L'inconvénient de ce résonateur réside surtout dans son comportement non-linéaire, qui se manifeste à partir d'un certain niveau de puissance RF injectée. Un tableau récapitulatif est présenté ci-dessous.

Tableau IV.2: récapitulatif des mesures du résonateur à 60K

$P_{\text{Injectée}}$ en dBm	Pertes de transmission (S_{21_MAX}) en dB	Q_L	Q_0
-20	-6.0	200 000	420 000
-15	-6.1	195 000	405 000
-10	-6.3	193 000	390 000
-5	-6.6	180 000	350 000
0	-8.0	150 000	260 000
5	-11.1	110 000	150 000
10	-14.9	69 000	84 000

La boucle d'oscillation possède donc deux éléments dépendant de la puissance RF et susceptibles de saturer : le résonateur et le transistor. Etant donné que la compression du résonateur entraîne une perte de performances vis-à-vis du facteur de qualité, nous souhaitons éviter une compression du résonateur trop importante et favoriser au mieux la compression du transistor. Pour cela, un des objectifs est d'optimiser la boucle en tenant compte de la contrainte d'un niveau de puissance en entrée du résonateur compris entre -5 dBm et 0 dBm. Si cette condition est respectée, nous pouvons compter sur un facteur de qualité en charge d'au moins 150 000.

IV.3.2 Le coupleur

Pour la partie coupleur, nous avons décidé de le réaliser à l'aide de trois résistances, comme présenté figure IV.4. L'idée est d'utiliser les résistances pour ajuster l'impédance de chaque voie afin de réguler la puissance transmise sur chacune d'entre-elles. L'avantage de cette méthode est tout d'abord son faible encombrement. Elle est d'autre part ajustable suivant les impédances de chacune des voies. En effet, le résonateur associé à des lignes de transmission ne présente pas nécessairement une impédance de 50 Ω .

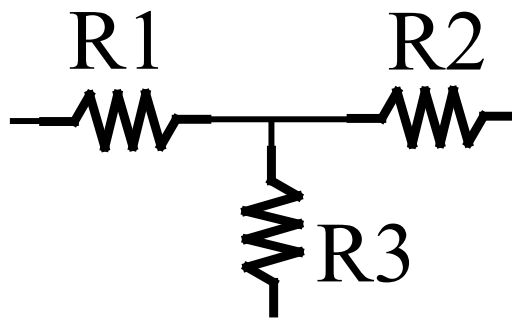


Figure IV-4: Coupleur à base de résistances

Une deuxième solution envisagée mais non réalisée a été d'utiliser un coupleur commercial de petite taille. Il existe en effet quelques coupleurs passifs de bonne qualité et de faible encombrement sur le marché. L'inconvénient est qu'ils n'ont jamais été testés ni en bruit, ni aux températures cryogéniques. Étant donné le temps disponible lorsque nous avons envisagé cette solution, nous avons préféré ne pas la mettre en œuvre. Elle pourrait toutefois être considérée dans de futures réalisations d'oscillateurs cryogéniques.

IV.3.3 Le déphaseur

Le but de notre déphaseur est d'ajuster la phase de notre boucle pour qu'elle fasse exactement $2\pi \cdot k$, k entier) à la fréquence de travail. Par contre, le déphaseur doit avoir un impact minimal sur la condition d'amplitude de la boucle. C'est pourquoi nous avons décidé de tout simplement ajuster les longueurs de nos lignes pour ajuster la phase de boucle. Toutefois, pour pallier l'éventualité d'un défaut de conception et afin de pouvoir réajuster notre phase après le montage de nos composants sur le circuit, nous avons également décidé d'ajouter un varactor en série. Dans ce but, deux varactors ont été testés et sont présentés au chapitre (III.3). Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, ces deux varactors n'ajoutent aucun bruit à notre circuit. Plus exactement, le bruit ajouté est tellement faible que nous n'arrivons pas à le mesurer avec nos bancs de mesures. De plus ces deux varactors ont un comportement

très peu modifié entre 300 K et 80 K. Nous sommes donc sereins quant à leur utilisation dans notre circuit.

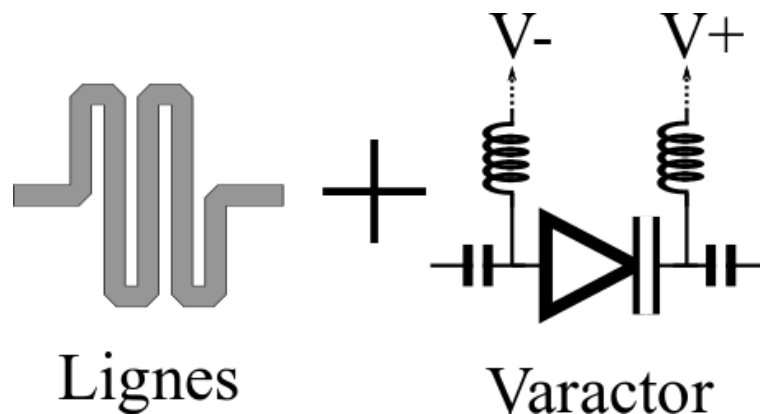


Figure IV-5: Topologie du déphaseur

IV.3.4 L'amplificateur de boucle et l'amplificateur buffer

Pour ces éléments, nous détaillons dans le chapitre III la réalisation d'un amplificateur pour une utilisation en boucle ouverte. Dans le cas de l'oscillateur, nous utilisons la même topologie déjà présentée et basée sur le transistor SiGe BFP650 stabilisé à l'aide de plusieurs contre-réactions et adapté au reste du circuit par deux résistances en entrée et en sortie. La topologie finale est présentée figure IV.6.

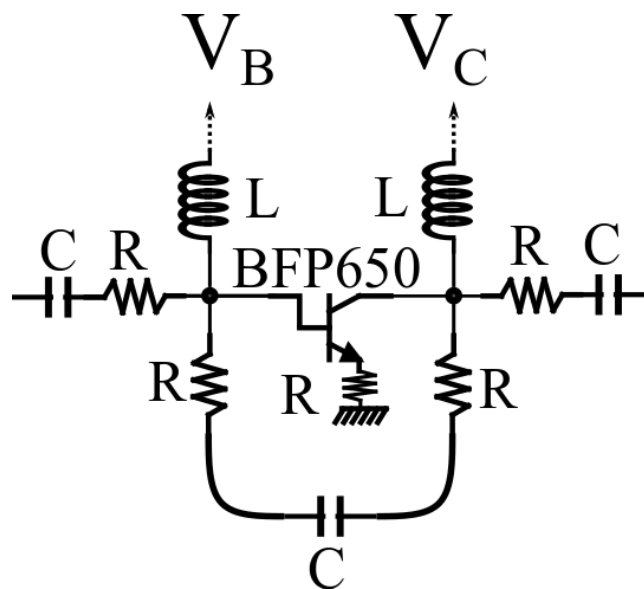


Figure IV-6: Topologie de l'amplificateur

Les seules différences entre l'oscillateur de boucle et l'amplificateur buffer sont :

- Les résistances en entrée et en sortie.
- Le circuit de polarisation

IV.4 Assemblage de la boucle d'oscillation

Maintenant que nous avons détaillé les différentes topologies nous pouvons assembler le tout pour réaliser l'oscillateur. La première question est de savoir dans à quelle position nous devons placer nos différents éléments. Les six choix qui s'offrent à nous sont présentés figure IV.7:

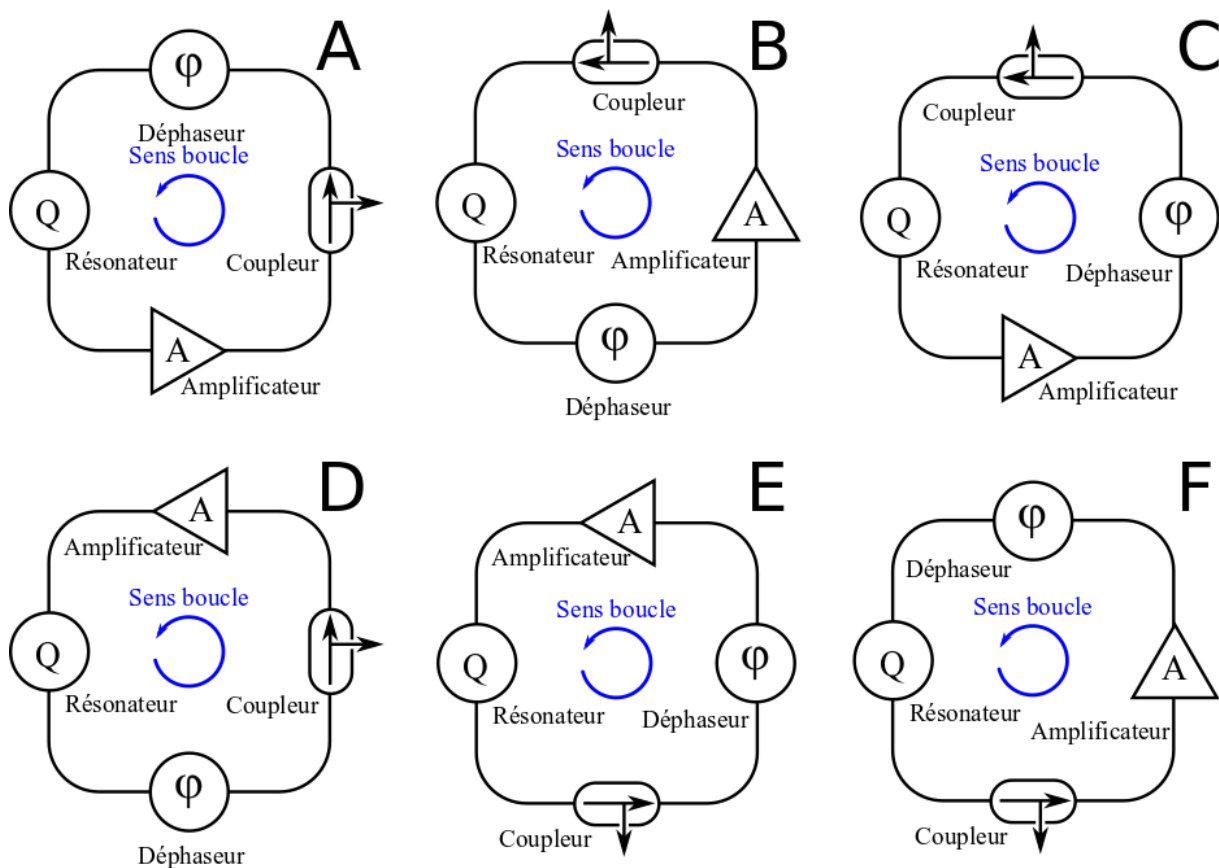


Figure IV-7: Différentes possibilités de boucles d'oscillation

Parmi ces dispositions, celles numérotées D, E et F ont l'amplificateur après le coupleur. Étant donné les faibles pertes du déphaseur, ces dispositions sont celles où la puissance injectée sur le résonateur est la plus grande car les pertes entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée du résonateur sont très faibles. Or c'est justement le cas de figure que nous souhaitons éviter. Notre choix devra donc se faire parmi les topologies A, B et C. De plus, afin de bénéficier d'un maximum de puissance au niveau de la sortie, nous décidons de choisir les topologies où le coupleur est juste après l'amplificateur. Les deux topologies que nous souhaitons donc tester pour la réalisation de l'oscillateur sont les topologies A et B. La différence entre ces deux topologies est le positionnement du varactor.

Nous détaillons figure IV.8 et IV.9 le détail des composants que nous souhaitons utiliser, leurs valeurs n'étant pas encore déterminées.

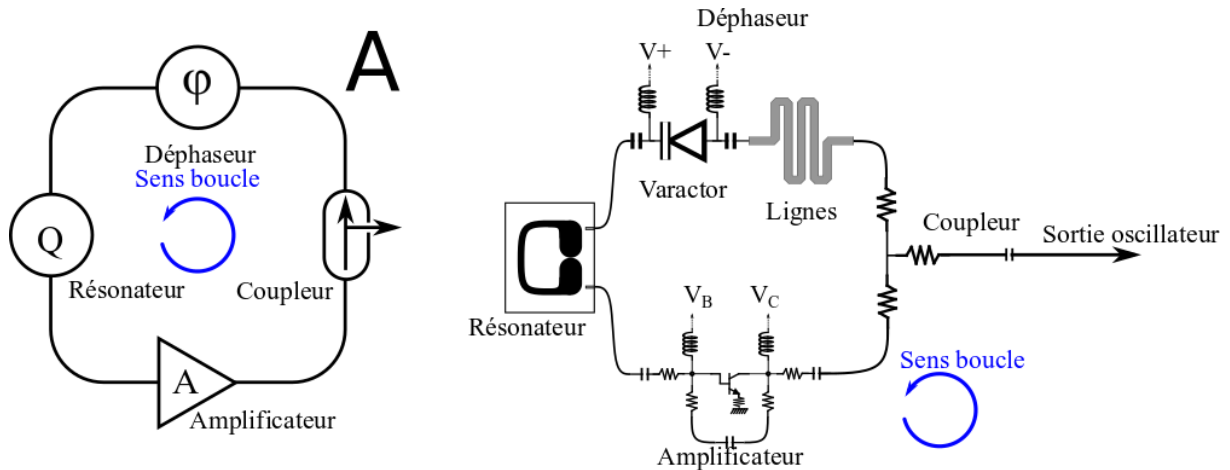


Figure IV-8: Boucle d'oscillation A

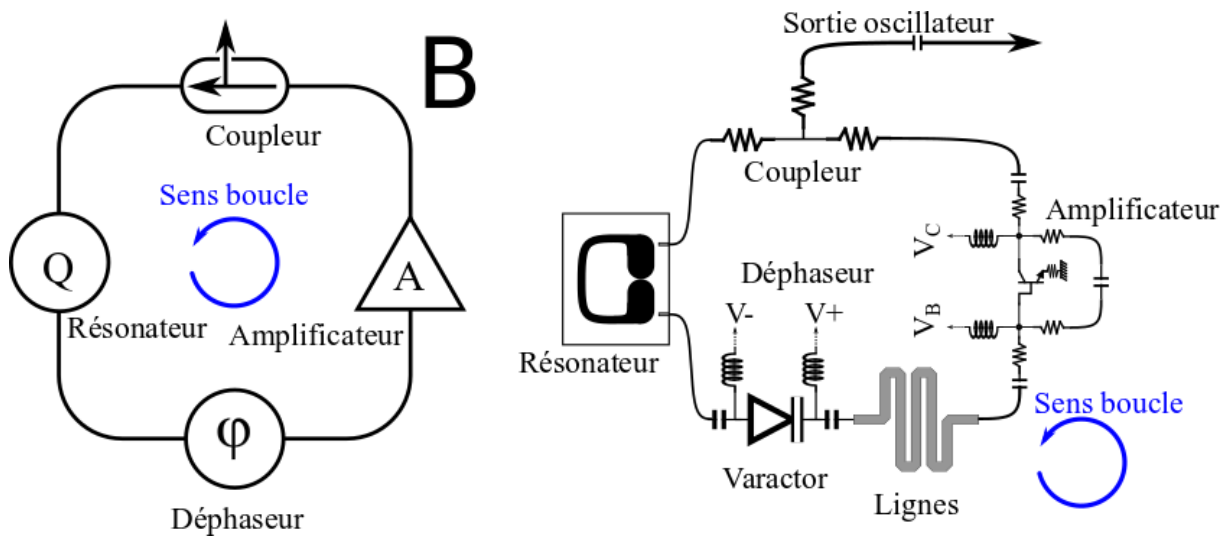


Figure IV-9: Boucle d'oscillation B

Maintenant que nous avons choisi la topologie générale, nous pouvons la simplifier. En effet, comme les accès au résonateur sont des lignes couplées, il n'y a pas besoin de rajouter des capacités de liaison pour éviter le passage du courant DC. De plus, certains composants peuvent être rassemblés grâce à des équivalences circuit, comme représenté figures IV.10 et IV.12. Nous pouvons donc maintenant concevoir la boucle d'oscillation en prenant en compte les différentes conditions d'oscillation (condition de phase et condition d'amplitude).

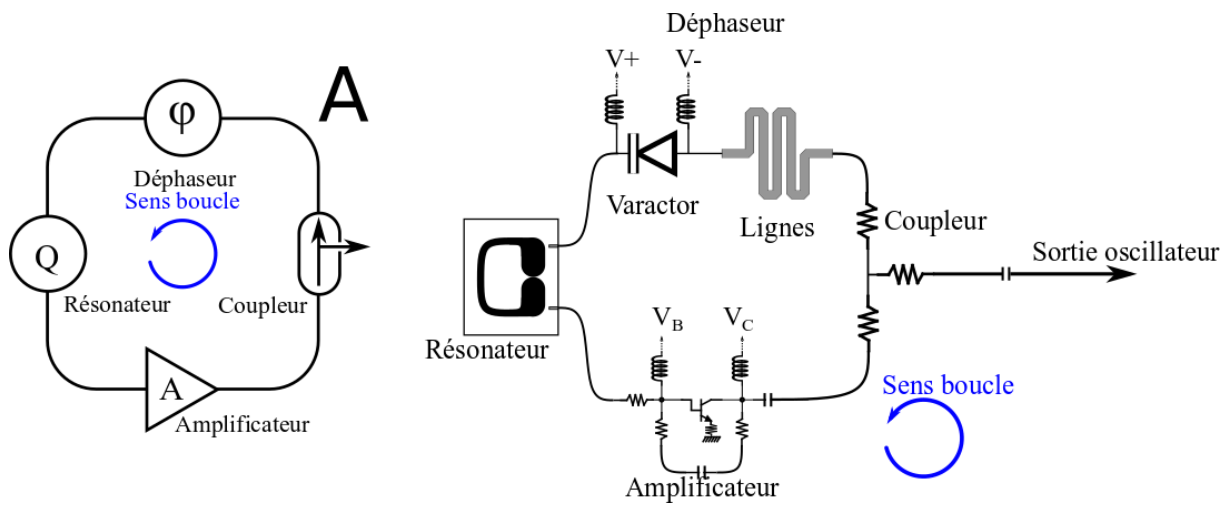


Figure IV-10: Boucle d'oscillation A simplifiée

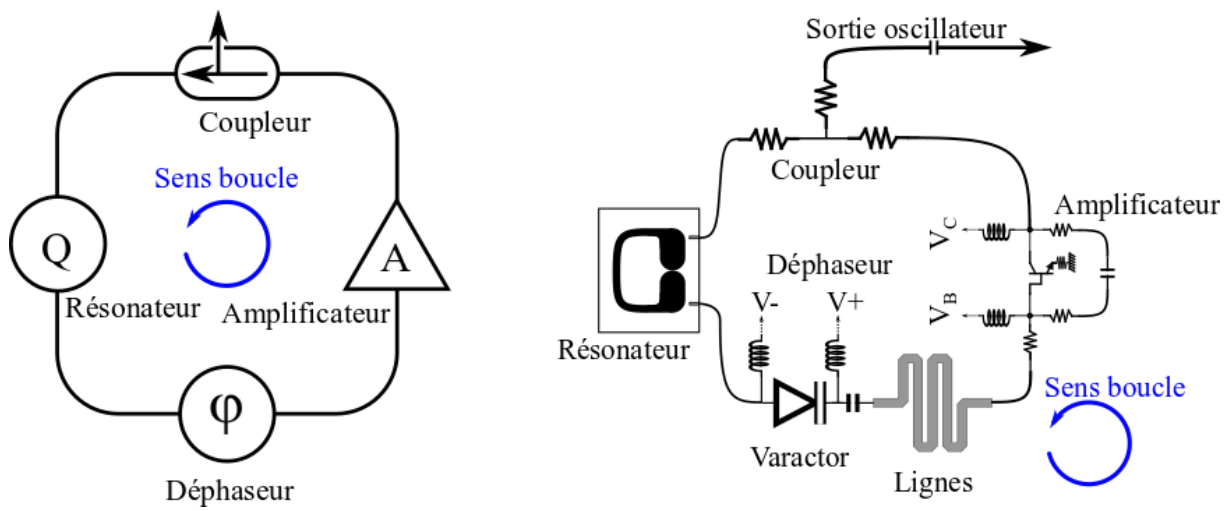


Figure IV-11: Boucle d'oscillation B simplifiée

IV.5 Condition d'oscillation

Pour que notre circuit oscille nous avons besoin de deux choses. Tout d'abord, une condition de phase : il faut que la phase de la boucle soit modulo 2π . Et ensuite, une condition d'amplitude : il faut que le gain petit signal de la boucle après un tour soit supérieur à 1.

IV.5.1 Condition de phase

Afin d'être au plus proche de la réalité lors de nos simulations, nous avons choisi de prendre en compte les lignes de transmission. Pour cela nous avons besoin de considérer la taille de ces lignes sur l'alumine. Nous choisissons d'utiliser des résistances et capacités en boîtier 402, bien adaptées à des lignes 50Ω sur alumine. Ce choix d'une taille standard pour nos composants nous permet de dessiner le layout, même si nous ne connaissons pas la valeur définitive des composants insérés sur le circuit. Les deux layouts A et B ont ainsi pu être conçus en suivant les schéma IV.12 et IV.13. Dans la pratique, cette étape de conception de layout a été réalisée en même temps que la vérification de la condition d'oscillation. Toutefois, nous avons pris en compte la possibilité de modifications des composants pour une optimisation de l'oscillation (ce qui est justement arrivé lorsque nous avons fait nos prototypes), d'où notre utilisation de composants standard taille 402. Ce choix de taille a été fait en raison de la largeur de nos pistes (0.5 mm), pour éviter toute désadaptation liée aux empreintes des composants. Les seuls composants ayant des empreintes différentes dans la boucle sont le transistor et le varactor. Nous avons aussi des bobines et capacités plus importantes en dimensions, mais elles sont dans la partie polarisation donc ces composants ne jouent pas pour le calcul de la phase de boucle.

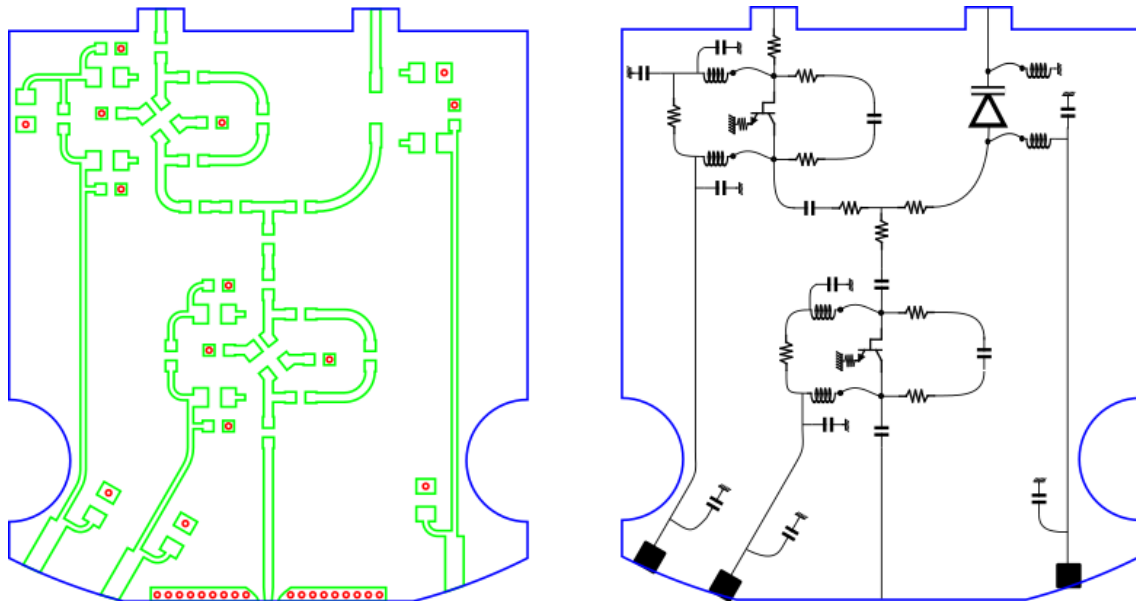


Figure IV-12: Layout du circuit A sur son support final

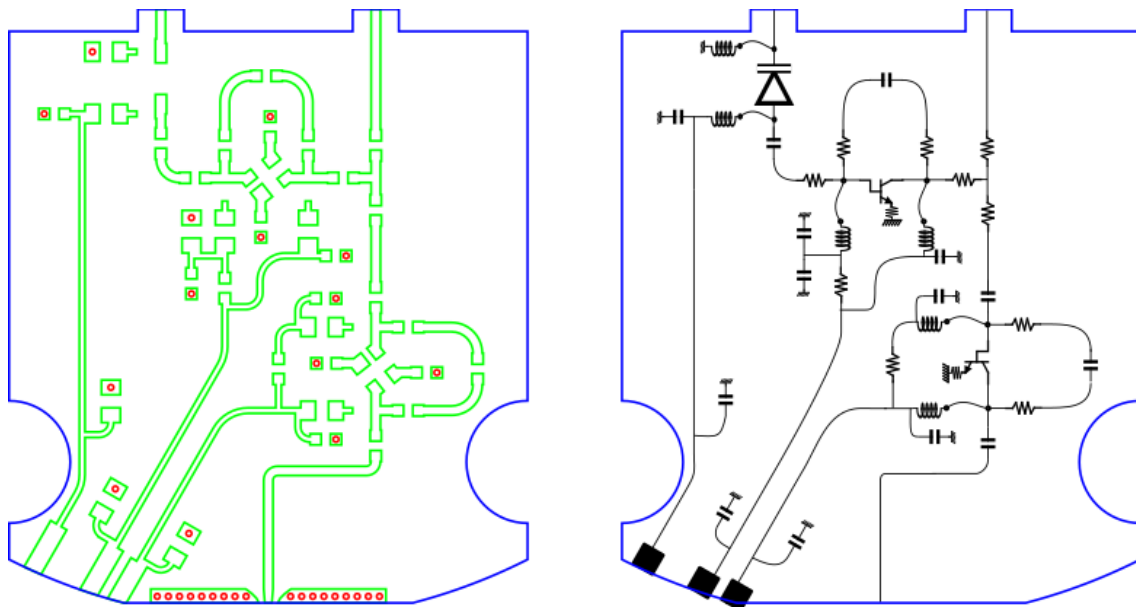


Figure IV-13: Layout du circuit B sur son support final

Pour la conception de ces layouts, les deux contraintes principales qui ont été respectées sont :

- Afin de pouvoir placer tous les composants, l'espace entre deux composants doit être d'au moins 0.25 mm.
- Pour éviter le couplage entre deux lignes parallèles, nous éloignons les lignes de 3 à 5 largeurs de pistes. De même, nous éloignons de la même distance une piste et un bord métallique (ce qui correspond au couvercle du résonateur dans notre cas).

Pour la condition de phase de boucle, nous avons détaillé le déphasage réalisé par chacune des lignes 50Ω . Pour le transistor, nous prenons le déphasage que nous avons mesuré dans le chapitre III : $\alpha = 85^\circ$. Ces layouts nous permettent ainsi de décrire l'évolution de la condition de phase tout au long de la boucle. Si nous souhaitons aller sur une autre condition de phase, ne pouvant pas réduire la taille des lignes, il nous faudrait ajouter des pistes d'une longueur électrique de 2π , ce qui correspondrait à environ 30 mm de lignes supplémentaires. Étant donné la taille dont nous disposons dans le cryostat, cette solution a été rejetée.

Pour conclure, nos circuits nous permettent d'avoir une boucle de phase assurant le déclenchement d'une oscillation. De plus, afin de disposer d'un peu de tolérance sur l'assemblage et la modélisation des composants, nous pouvons utiliser un varactor pour contrôler ou ajuster la phase de boucle.

IV.5.2 Condition d'amplitude

Pour la condition d'amplitude de la boucle, nous commençons l'étude en commençant par l'élément limitant de notre boucle : le résonateur. En effet, comme nous l'avons précisé plus tôt nous souhaitons qu'il ne soit pas trop compressé, et donc que sa puissance en entrée soit comprise entre -5 dBm et 0 dBm. Dans l'optique de réaliser une première simulation, nous partons donc avec un objectif de -2.5 dBm en entrée du résonateur (cf. figure IV.14). Grâce au travail détaillé au chapitre II, nous savons que les pertes du résonateur à ce niveau de puissance sont de $P_{\text{Reso}} = 7 \text{ dB}$. Nous avons donc une puissance de -9.5 dBm en entrée de l'amplificateur. Ce qui nous amène à 5 dBm juste avant le coupleur. Notre coupleur devra donc avoir 7.5 dB de pertes en direct pour retrouver -2.5 dBm en entrée de résonateur (en supposant qu'il n'y a pas de perte dans le déphaseur). Le paramètre d'ajustement est ici la puissance que nous allons dériver vers l'amplificateur buffer.

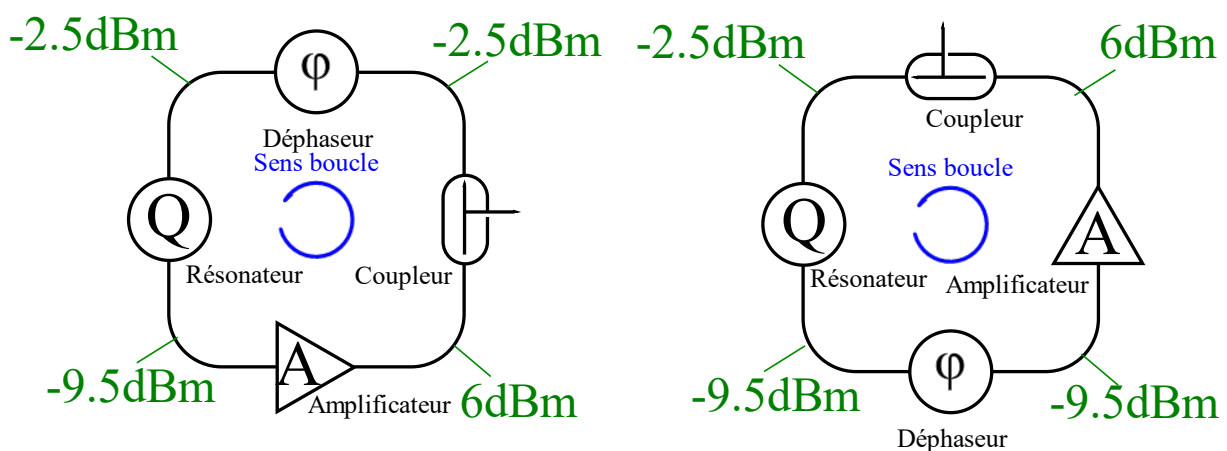


Figure IV-14: Boucle d'amplitude théorique des circuits A (gauche) et B (droite)

Une observation que nous pouvons faire à ce stade est liée à la puissance en entrée d'amplificateur. En effet, si nous souhaitons avoir une faible puissance en entrée de résonateur, nous avons un niveau d'environ -10 dBm en entrée d'amplificateur. De plus, le plancher de bruit de phase d'une boucle d'oscillation comme celle-ci dépend justement de ce niveau de puissance. Si nous avons 0 dBm en entrée d'amplificateur à 300K, nous aurions au minimum un plancher de -174 dBc/Hz. Pour -10 dBm, cela nous amène à -164 dBc/Hz. Maintenant pour 60 K et -10 dBm en entrée de l'amplificateur, notre plancher minimal est de -170 dBc/Hz, ce qui veut dire que nous ne pourrions pas atteindre le plancher correspondant à l'objectif initial décrit Table IV.1.

IV.6 Réalisation de l'oscillateur tout cryogénique à 1 GHz

Maintenant, à l'aide du logiciel Keysight ADS, mais aussi des différentes modélisations effectuées et présentées dans les chapitres I et II, nous pouvons simuler notre oscillateur. Sous ADS, deux outils nous sont utiles pour la conception d'un oscillateur. Le premier est nommé "OscProbe" et le deuxième "OscTest".

"OscProbe" correspond à une analyse en boucle ouverte petit signal des paramètres S du circuit. Si notre gain est supérieur à 1 et notre phase passe par zéro nous devons avoir le déclenchement de l'oscillation.

"OscTest" de son côté est l'outil pour simuler la boucle fermée du circuit. Cet outil réalise une analyse en balance harmonique de la boucle d'oscillation. Ce test nous permet donc de déterminer les niveaux de puissance dans la boucle, mais aussi de réaliser une analyse de bruit de phase. Ainsi nous avons tous les éléments pour pouvoir comprendre le comportement du signal dans la boucle. Nous pouvons optimiser notre circuit pour améliorer son bruit. Pour déterminer le niveau de puissance à un endroit de la boucle, nous pouvons utiliser des sondes de puissances. Le seul inconvénient de tels éléments est qu'ils ne font pas de distinctions entre les puissances incidentes et réfléchies. Pour connaître les niveaux de puissances incidentes, nous devons les recalculer à l'aide des coefficients de réflexion dans la boucle.

Les résultats de simulations obtenus sont les suivants :

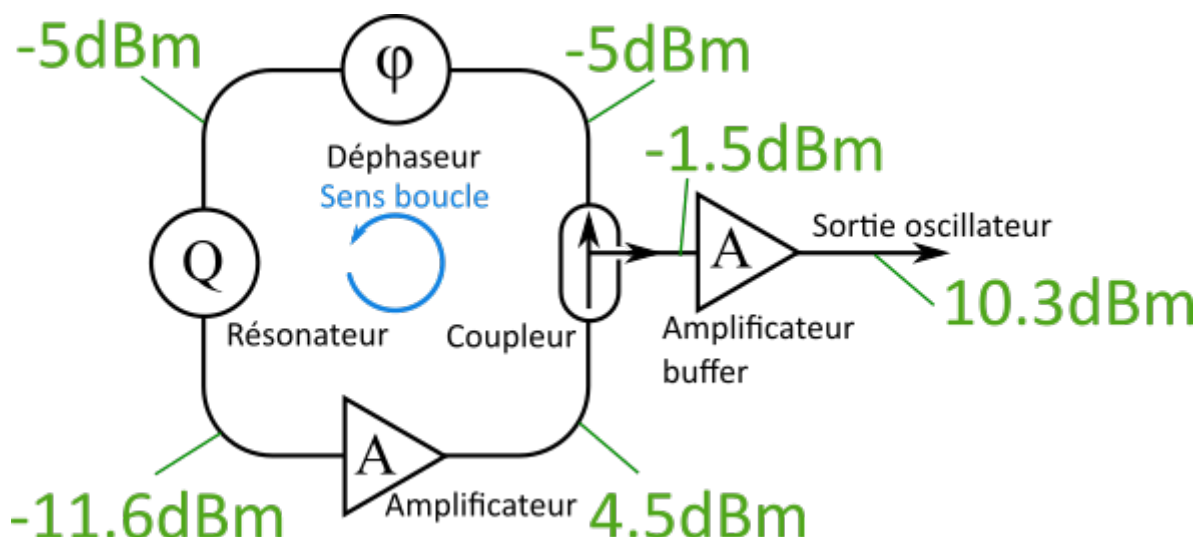


Figure IV-15: Simulation de la puissance dans le circuit d'oscillation A

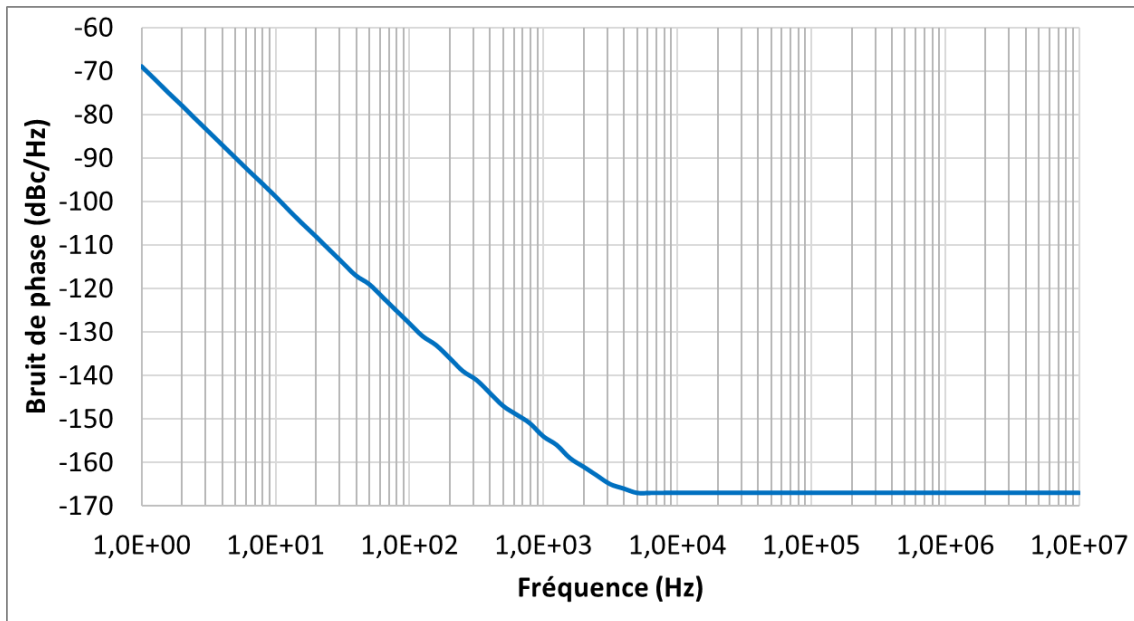


Figure IV-16: Simulation du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation A

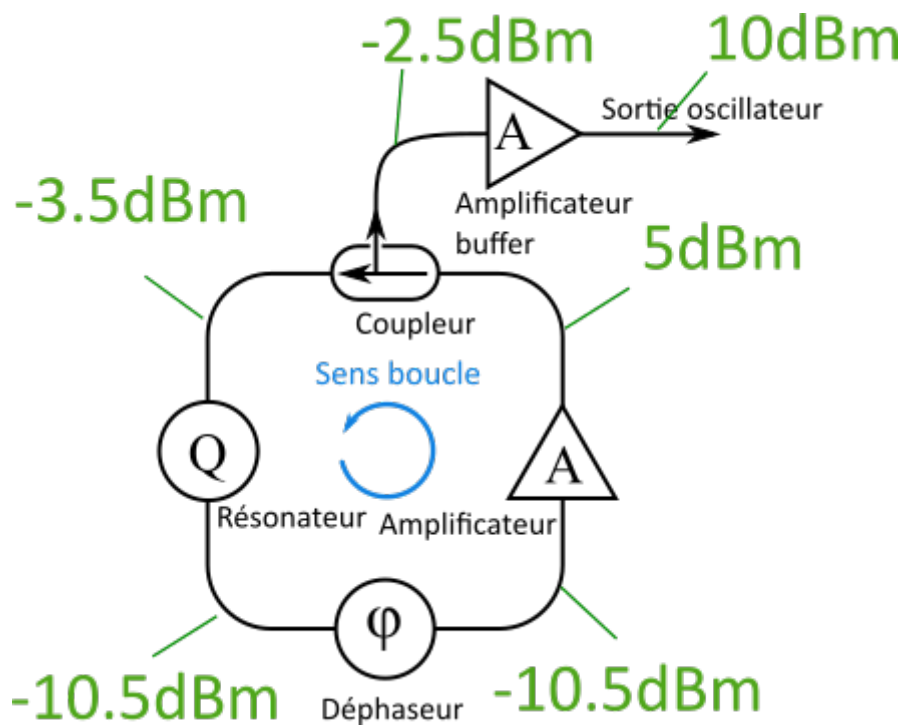


Figure IV-17: Simulation de la puissance dans le circuit d'oscillation B

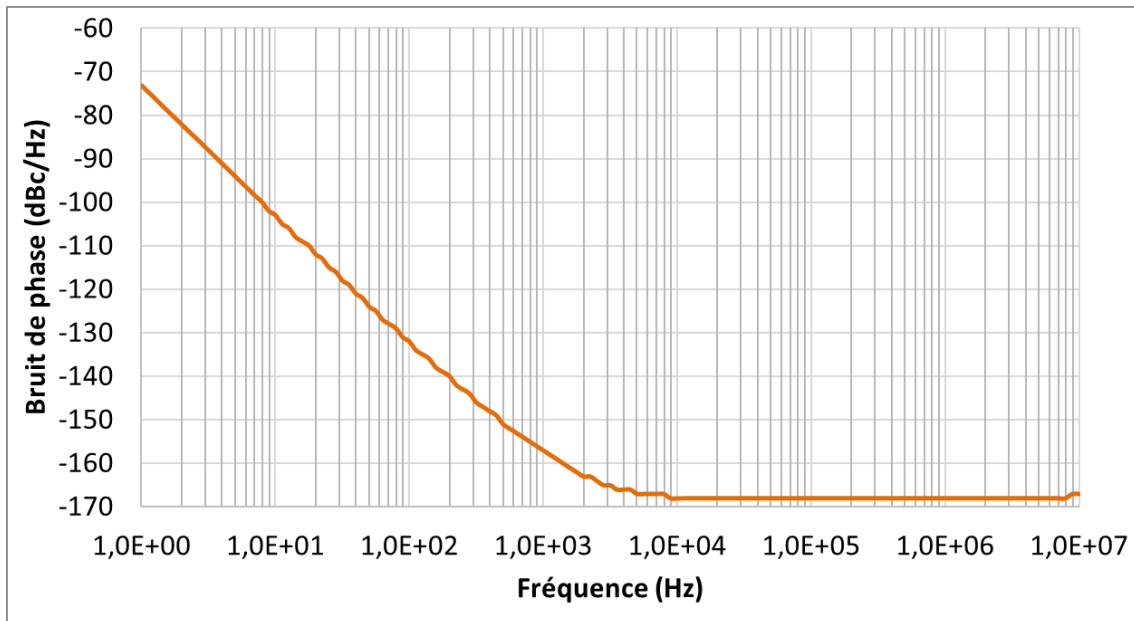


Figure IV-18: Simulation du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation B

Il ne nous reste plus qu'à réaliser les circuits, puis à les caractériser. Pour cette partie nous n'avons que des mesures du circuit A. Tout au long de la thèse nous avons testé et optimisé un circuit dont la topologie était celle du circuit A. En fin de thèse nous avons lancé en réalisation un circuit B mais nous n'avons pas eu le temps de le mesurer. Nous présentons donc dans ce manuscrit seulement les derniers résultats de mesures issus du circuit A. Ces mesures ont été réalisées avec le FSWP26 de R&S dont le plancher de bruit typique est présenté Tableau IV.1.

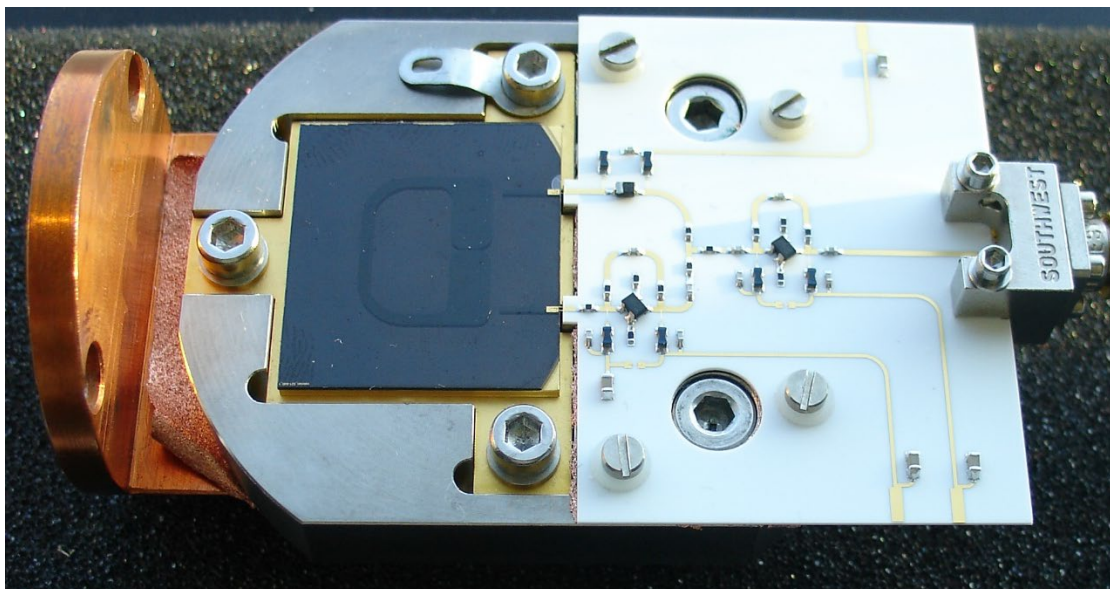


Figure IV-19: Photo du circuit A monté

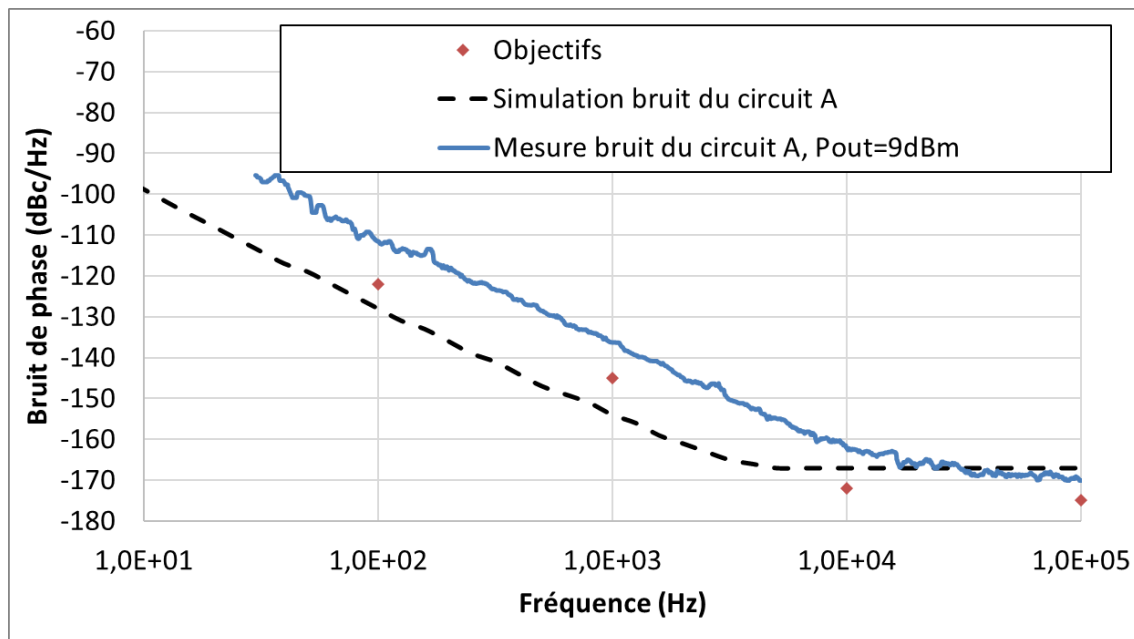


Figure IV-20: Comparaison de la mesure du bruit de phase en sortie du circuit d'oscillation A à sa simulation. Mesure faite avec l'option de lissage à 1% et l'option de suppression de 6dB des raies parasites

Comme nous pouvons l'observer sur la figure IV.20, nous sommes loin des simulations réalisées. Bien que nous ayons cherché l'origine de cette différence, nous ne pouvons pas à ce jour l'expliquer. Pour trouver d'où provient cette différence, nous aurions besoin de réaliser un certain nombre de tests supplémentaires, mais de tels tests sont très longs à mener compte tenu de la complexité des mesures de bruit à basse température. Cependant, nous détaillons dans la suite nos réflexions et hypothèses vis-à-vis de cette différence de performances en bruit de phase avec celles attendues.

- La première possibilité est un mauvais calcul du bruit par le modèle. Il semble en effet que nous ne soyons pas exactement dans les mêmes conditions de fonctionnement entre le circuit physique et son modèle. Notre puissance en sortie mesurée (9dB) est légèrement plus faible que celle simulée (11dB). Toutefois, si on utilise le modèle de Leeson avec le bruit de l'amplificateur (bruit en $1/f$ passant avec une coupure à -159 dBc/Hz, cf chapitre III) et le facteur de qualité supposé du résonateur pour -5 dBm (180 000), nous obtenons la courbe IV.21. Nous pouvons voir que l'approche simplifiée de Leeson est cohérente avec la simulation en balance harmonique, mais pas avec la mesure.

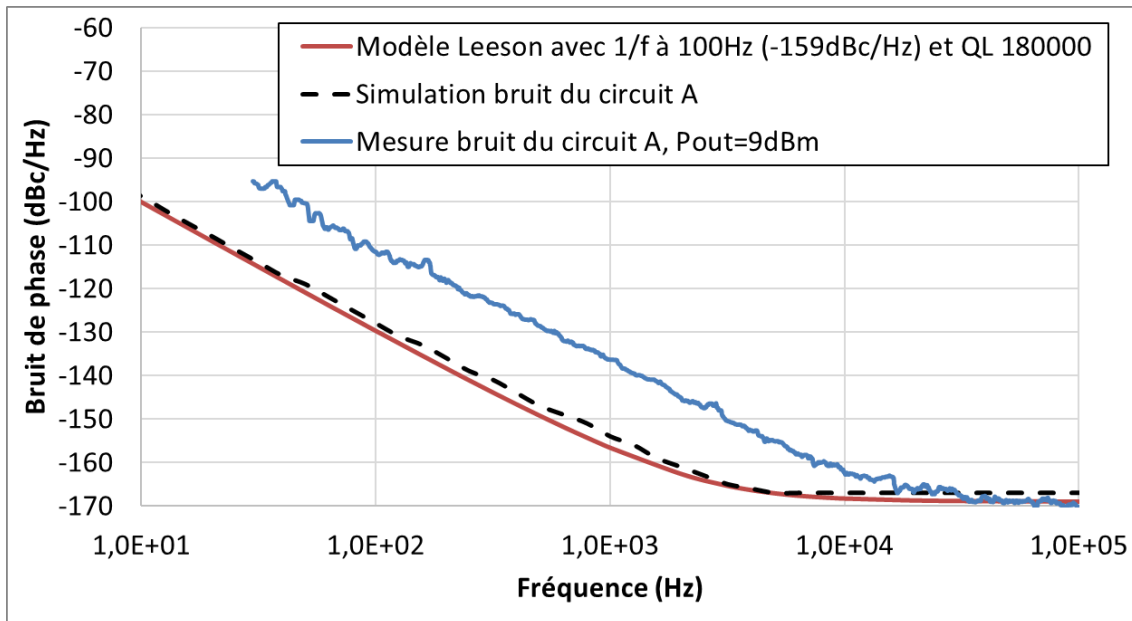


Figure IV-21 : Modèle de Leeson du circuit A avec plancher du circuit simulé en rouge et plancher du circuit mesuré en bleue

- La deuxième possibilité est une dégradation du facteur de qualité plus importante que prévu. En reprenant le modèle précédent et en faisant varier le facteur de qualité nous obtenons une idée de ce qu'engendre une dégradation du facteur de qualité liée à un accroissement de puissance dans le résonateur. Toutefois, pour atteindre les niveaux de bruit mesurés, il faudrait un facteur de qualité d'environ 20000, ce qui est une dégradation qui semble beaucoup trop importante vis-à-vis des résultats obtenus sur la mesure du résonateur seul. (Voir Tableau IV.2)

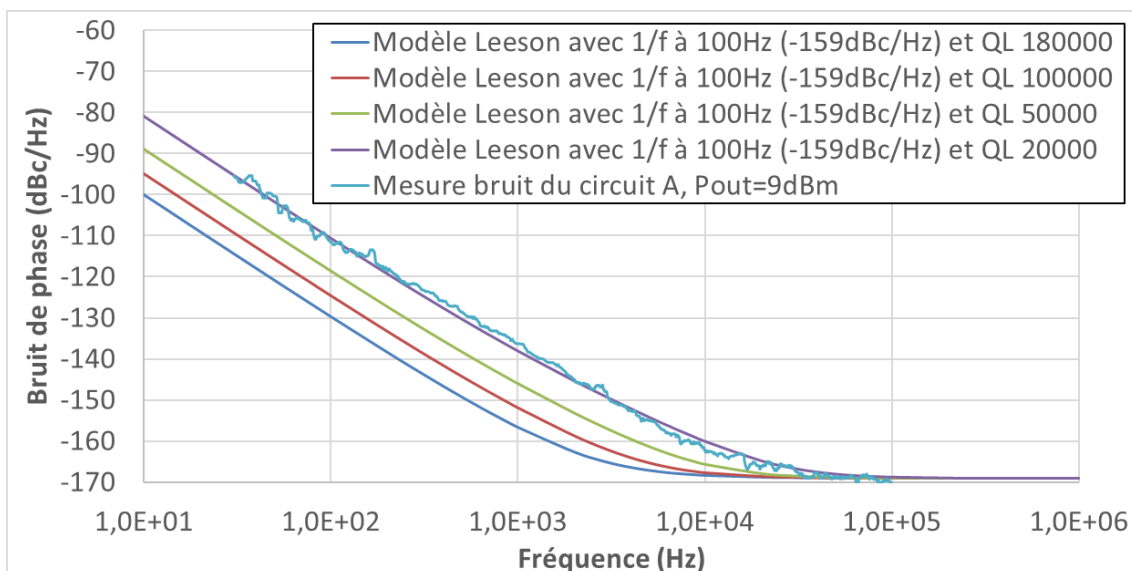


Figure IV-22: Modèle de Leeson du circuit A avec variation du facteur de qualité

- La troisième possibilité est une dégradation du bruit du transistor. De même que précédemment nous faisons varier le modèle de Leeson en variant le bruit du transistor. Nous pouvons voir cette variation sur la figure IV.23. Là nous voyons qu'avec une dégradation d'environ 20dB nous retrouvons la courbe de mesure. Néanmoins, une telle dégradation de performances n'a pas été constatée lors des mesures de bruit de phase résiduel des transistors seuls à basse température, ou de l'amplificateur décrit dans le chapitre précédent.

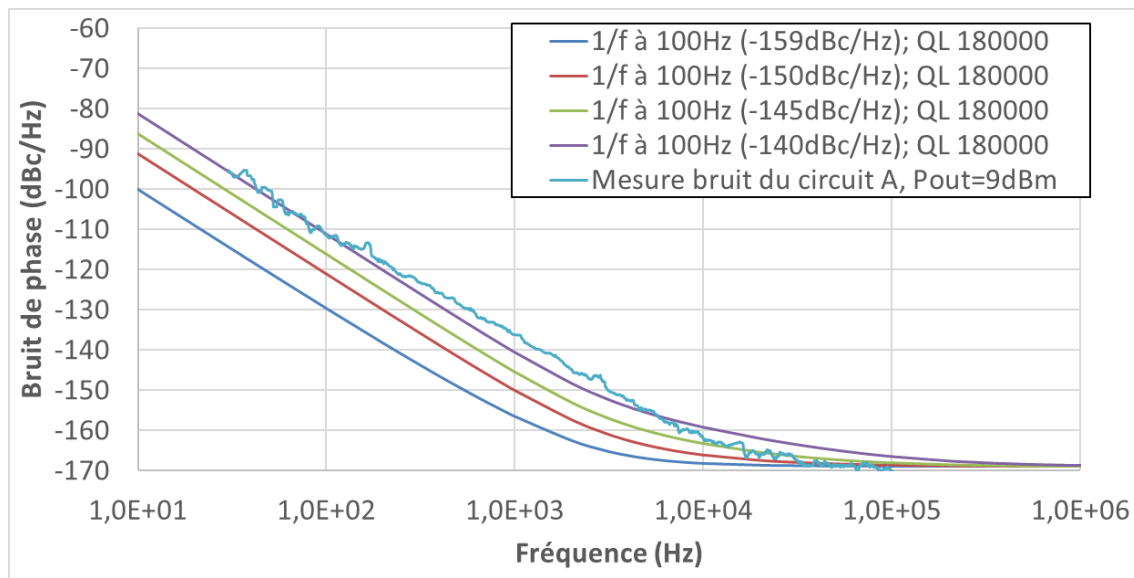


Figure IV-23: Modèle de Leeson du circuit A avec variation du bruit de l'amplificateur

- Notre quatrième hypothèse implique un bruit supplémentaire de type $1/f$ provenant du résonateur. En effet, certains résonateurs actifs ou non-linéaires possèdent un bruit propre de type $1/f$ (c'est le cas par exemple des résonateurs piézoélectriques). Or, nous utilisons ici une technologie qui n'a jamais été testée auparavant dans un oscillateur et le bruit en $1/f$ des résonateurs à base de supraconducteurs à haut T_c reste un sujet absent de la littérature scientifique. Il est tout à fait possible que, par exemple, une fluctuation du courant de surface dans le résonateur engendre une fluctuation de l'effet de peau supraconducteur, et donc une fluctuation de la fréquence de résonance. Pour vérifier cette hypothèse, il faudrait réaliser une mesure de bruit de phase résiduel du résonateur [Curtis 1987, Galliou 2007, Sthal 2000, Rubiola 2000, Vaillant 2019, Salzenstein 2004]. Une telle mesure est très difficile à mener car, soit elle nécessite d'utiliser deux résonateurs identiques (et à même fréquence), soit elle suppose d'utiliser une source de référence extrêmement pure (ne pouvant pas être démodulée malgré le très fort coefficient de qualité du résonateur). Il serait néanmoins particulièrement intéressant de tenter une telle approche.

IV.7 Conclusion

Pour conclure, nos mesures, bien que n'atteignant pas les objectifs du projet, sont très prometteuses. Si nous les comparons aux oscillateurs OCXO commerciaux actuels aux mêmes fréquences (par exemple, NEL et RAKON), nous pouvons voir que notre oscillateur parvient à leur niveau de performance en bruit de phase. Nous comparons ici une technologie complètement nouvelle à une technologie très ancienne et poussée à l'extrême en termes de performances. De plus, ce travail est le premier aux alentours du Gigahertz associant un résonateur refroidi à un amplificateur lui aussi refroidi, les autres oscillateurs tout cryogéniques publiés se situant à des fréquences proches de 10 MHz [Goryachev 2011]. Nous sommes donc confiants vis-à-vis de la capacité à terme de tels oscillateurs cryogéniques à concurrencer ceux disponibles sur le marché des références de fréquence. De plus, même si nous nous sommes focalisés sur les transistors SiGe pour la réalisation de cet oscillateur, il est tout à fait envisageable de réutiliser la même méthode de travail avec d'autres technologies.

IV.8 Bibliographie – chapitre 4

[Curtis 1987] G. S. Curtis, "The Relationship Between Resonator and Oscillator Noise, and Resonator Noise Measurement Techniques," 41st Annual Symposium on Frequency Control, Philadelphia, Pennsylvania, USA, 1987, pp. 420-428.

[Imbaud 2008] Joël Imbaud. Evaluation des potentialités des matériaux du type langasite pour la réalisation d'oscillateurs ultra-stables. Etude et réalisation préliminaires d'un oscillateur cryogénique.. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Franche-Comté, 2008. Français

[Galliou 2007] S. Galliou et al., "A Program to Analyse the Origin of Noise in Ultra-Stable Quartz Crystal Resonators," 2007 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum, Geneva, 2007, pp. 1176-1181.

[Goryachev 2011] Maxim Goryachev. Bulk acoustic wave resonators and oscillators at liquid helium temperatures. Vibrations [physics.class-ph]. Université de Franche-Comté, 2011.

[Rubiola 2000] E. Rubiola, J. Gros Lambert, M. Brunet and V. Giordano, "Flicker noise measurement of HF quartz resonators," in IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 47, no. 2, pp. 361-368, March 2000.

[Salzenstein 2004] Patrice Salzenstein, Fabrice Sthal, Serge Galliou, Enrico Rubiola, Vincent Giordano, et al.. Bruit des oscillateurs et des résonateurs à quartz. Actes du Workshop Bruit en régime linéaire et non-linéaire dans les composants et circuits de télécommunications, La Grande Motte, France, 7-8 juin 2004, 2004,

[Sthal 2000] F. Sthal, M. Mourey, F. Marionnet and W. F. Walls, "Phase noise measurements of 10-MHz BVA quartz crystal resonators," in IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 47, no. 2, pp. 369-373, March 2000.

[Vaillant 2019] E. Vaillant, F. Sthal, J. Imbaud, V. Soumann, F. -. Esnault and G. Cibiel, "2.44-GHz Surface Acoustic Wave Resonator Phase Noise Measured by Carrier Suppression Technique," in IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 66, no. 1, pp. 247-250, Jan. 2019.

Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce manuscrit la conception d'un oscillateur 1 GHz tout cryogénique à faible bruit de phase.

Nous avons commencé par décrire les sources de bruit dans les oscillateurs et les moyens de les caractériser. Ensuite nous nous sommes attardés sur les deux composants essentiels de l'oscillateur : l'amplificateur et le résonateur.

Le résonateur supraconducteur est au cœur de notre oscillateur et c'est sur lui que reposent nos espoirs de dépasser l'état de l'art en termes de performances en bruit de phase. Nous avons pu démontrer ses avantages, en particulier son coefficient de qualité très élevé, mais aussi ses inconvénients pour la réalisation d'un oscillateur à faible bruit de phase. La forte accumulation de puissance et la dégradation de ses propriétés à partir de puissances d'entrée relativement faibles complique la conception d'un tel circuit. Un modèle circuit de ce résonateur décrivant ces effets non-linéaires a néanmoins pu être proposé dans le cadre de ce travail de thèse. Il pourra être mis à profit pour optimiser les futurs circuits qui seront réalisés.

L'amplificateur cryogénique à faible bruit de phase est le deuxième circuit essentiel pour ce dispositif. La conception d'un tel circuit à basse température est un travail complexe qui nécessite non seulement de bien choisir le transistor, mais aussi de le modéliser et de modéliser tous les composants qui lui sont associés, qui doivent eux-aussi fonctionner à basse température. Notre approche de conception a été validée par la mesure d'un amplificateur cryogénique à un étage, intégrant tous les éléments du futur dispositif devant être inclus dans la boucle d'oscillation : contre-réaction de stabilisation du composant, diode varactor pour le contrôle de phase et circuit d'alimentation.

Pour terminer nous avons assemblé les deux parties pour construire un oscillateur à faible bruit de phase refroidi à 60 K. Les niveaux de bruit atteint sont très bons, même s'ils n'atteignent pas encore les objectifs recherchés. Ces travaux nous ont donc permis de confirmer l'intérêt de la filière supraconducteur pour concurrencer, à terme, celle plus ancienne des sources à résonateurs piézoélectriques.

A l'issue de ces travaux, les pistes d'amélioration et de recherche ne manquent pas, que ce soit l'utilisation d'un transistor encore meilleur en bruit ou l'étude du bruit propre des résonateurs supraconducteurs. Le résonateur peut probablement aussi être conçu pour une meilleure tenue en puissance (mais cela risque d'augmenter ses dimensions). Enfin, les équipes de recherche de l'Unité Mixte de Physique CNRS, Thales, Paris XI travaillent sur des

cryostats toujours plus compacts, efficaces et à faible niveau de vibration. Là encore, l'avenir de ces sources de fréquence se jouera dans la disponibilité de tels équipements.