

MÉTROLOGIE DU BRUIT DE PHASE AU LPMO : DÉVELOPPEMENTS RECENTS

V. GIORDANO, E. RUBIOLA[°], J. GROSLAMBERT,

Y. KERSALÉ, Y. GRUSON, F. LADRET-VIEUDRIN,

P. BERTHELOT, C. ROCHER, G. MARTIN, P. SALZENSTEIN.

LPMO-CNRS UPR 3203, 32 av. de l'Observatoire, 25044 Besançon Cedex, France.

[°] ESSTIN/LPMI, Univ. H. Poincaré, 2 av. J. Lamour, 54519 Vandoeuvre Les Nancy, France

1 Introduction

Dans cet article nous présentons les derniers développements réalisés au Laboratoire de Physique et de Métrologie des Oscillateurs dans le domaine de la métrologie des fréquences et du bruit de phase. Les différentes études présentées ont été soutenues par le Centre National d'Études Spatiales et par le Bureau National de Métrologie. Elles concernent la mise au point d'instruments de mesure ultrasensibles et d'oscillateurs de références. Les progrès enregistrés ces dernières années résultent des travaux menés au LPMO sur deux technologies émergentes : la méthode interférométrique appliquée aux mesures de bruit [1] et les résonateurs saphir à modes de galerie [2]. La maîtrise de ces deux technologies a permis de développer un certain nombre d'instruments augmentant notablement la sensibilité des mesures de bruit de phase réalisées au LPMO dans les gammes de fréquence RF, VHF et micro-onde.

2 Mesure du bruit propre de résonateurs à quartz

Un des problèmes qui se posent actuellement au concepteur d'oscillateurs à quartz métrologiques est le bruit propre des résonateurs. Les fluctuations de la fréquence de résonance du résonateur à quartz vont en effet limiter la stabilité de fréquence ultime de l'oscillateur. Or ces fluctuations sont difficiles à mesurer car on doit limiter la puissance injectée dans le résonateur au détriment de la sensibilité de la détection de phase. Ainsi, un banc de mesure traditionnel à mélangeur saturé ne permet pas la détermination du bruit intrinsèque des résonateurs métrologiques actuels. Le principe du banc de mesure que nous avons mis au point est représenté sur la figure 1 [3]. La fréquence de fonctionnement du banc réalisé est de 10 MHz mais le même principe peut être appliqué à des fréquences différentes.

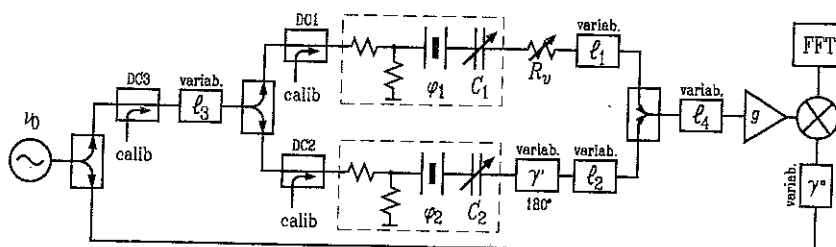


Figure 1: Banc de mesure de résonateurs à quartz

Le signal fourni par une source de référence est divisé entre les deux bras de l'instrument où sont montés deux résonateurs à quartz dont les fréquences de résonance et les coefficients de surtension en charge ont été ajustés. Les deux signaux de sortie des résonateurs sont ensuite combinés. Les éléments réglables (l_1, l_2, γ') permettent d'obtenir deux signaux de même amplitude mais en opposition de phase. Ainsi à l'entrée de l'amplificateur de gain g la porteuse est supprimée. Cet amplificateur fonctionne alors en régime linéaire et n'apporte pas de bruit

supplémentaire. Les bandes latérales de modulations de phase sont ensuite détectées après amplification dans un mélangeur pompé par le signal de référence. La sensibilité extrême de ce banc permet alors la détection de fluctuations relatives de fréquence au niveau de quelques 10^{-14} pour une puissance dissipée dans le résonateur de $50\mu\text{W}$. La figure 2 représente quelques résultats obtenus avec différents types de résonateurs à 10MHz ainsi que les paliers de mesure en fonction de la puissance injectée dans le résonateur.

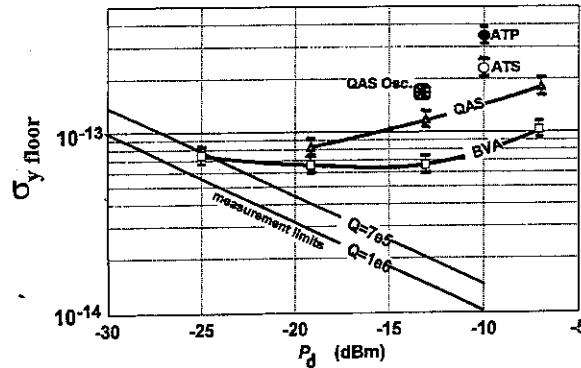


Figure 2: Paliers de mesure et résultats obtenus avec différents types de résonateurs à 10MHz

3 Banc de mesure hyperfréquence

On assiste actuellement à l'émergence de nouvelles technologies (transistors HBT [4], résonateurs à fort coefficient de surtension [5]) permettant la réalisation d'oscillateurs micro-ondes à faible bruit de phase. Lors de la mise au point de telles sources, l'expérimentateur est souvent confronté à la difficulté de mesurer sans ambiguïté les fluctuations de phase (ou d'amplitude) de son oscillateur. La technique la plus efficace est sans doute la méthode des deux oscillateurs. Cette technique pour être performante nécessite soit deux oscillateurs identiques contrôlables en tension, soit une référence de haute pureté spectrale. Dans le cas le plus fréquent en R&D, où l'on ne dispose que d'un seul prototype, on a alors recours à des bancs de mesure passifs.

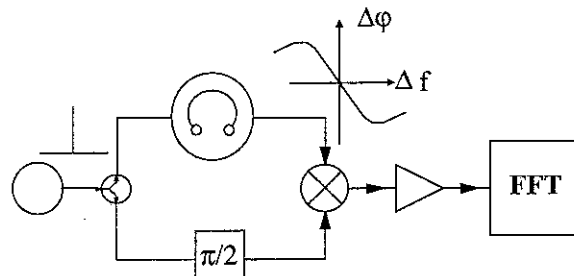


Figure 3: Banc de mesure passif d'oscillateur utilisant une cavité de référence

L'élément dispersif (ligne à retard ou résonateur) transforme les fluctuations de fréquence de la source en fluctuations de phase. Ces fluctuations de phase sont détectées et converties en basse fréquence dans un mélangeur doublement équilibré. Les fluctuations de la tension de sortie du mélangeur sont alors directement reliées à la densité spectrale de puissance des fluctuations de phase de l'oscillateur. Dans le cas où l'élément dispersif est un résonateur à la même fréquence ν_0 de l'oscillateur à tester, on a :

$$S_V(f) = \mu^2 \left[\frac{2Q_L}{\nu_0} \right]^2 f^2 S_\varphi(f) \quad (1)$$

où μ est la sensibilité du mélangeur. $\mu = 0,1$ à $0,3$ V/rad en fonction des niveaux d'entrée du mélangeur. Q_L est le coefficient de surtension en charge du résonateur. Le plancher de bruit $S_{\varphi 0}$ est limité pour $f > 1\text{kHz}$ par le bruit de tension de l'amplificateur d'instrumentation (LNA) qui suit le mélangeur. Pour les fréquences de Fourier plus faibles, c'est le bruit flicker du mélangeur qui fixe le plancher de bruit de mesure. En considérant des valeurs typiques à 10 GHz ($\mu=0,1\text{V/rad}$, $Q_L=5000$), on obtient en pratique : $S_{\varphi 0}(1\text{Hz}) \gg 0\text{dBrad}^2\text{Hz}^{-1}$ et $S_{\varphi 0}(1\text{Hz}) \gg -120\text{dBrad}^2\text{Hz}^{-1}$. Le banc de mesure que nous avons réalisé combine deux nouvelles technologies

: une référence passive constituée d'un résonateur saphir à mode de galerie et la technique interférométrique permettant l'obtention d'une très grande sensibilité. Son principe est décrit sur la figure 4.

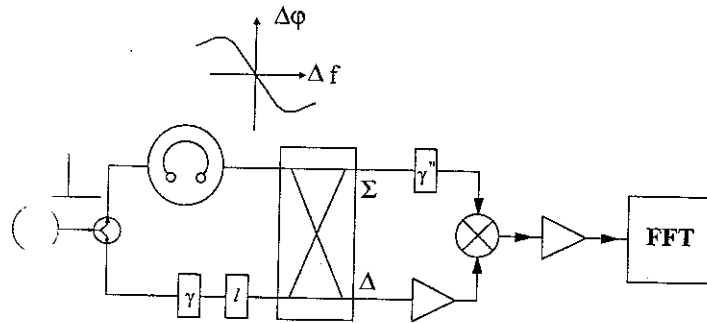


Figure 4: Banc de mesure interférométrique d'oscillateur

Le résonateur de référence est constitué d'un monocristal de saphir de haute pureté placé au centre d'une cavité cylindrique [2]. Plusieurs modes de résonance entre 6 et 12 GHz peuvent être exploités. Nous utilisons ici le mode $WGH_{7,0,0}$ à 9.5 GHz. L'ensemble est placé sous vide et régulé en température par un élément Peltier. La température de fonctionnement peut être ajustée de 40°C à -10°C permettant un ajustement de la fréquence de résonance de l'ordre de 1 MHz. Les coefficients de couplage β_1 et β_2 ont été ajustés respectivement à 0,4 et 0,25. Les pertes d'insertion totales comprenant les pertes intrinsèques du résonateur ainsi que les pertes dues aux câbles et aux différentes connexions sont de 8,5 dB. Le coefficient de surtension en charge Q_L est de 90.000. Une photographie du banc de mesure réalisé est présentée sur la figure 5.

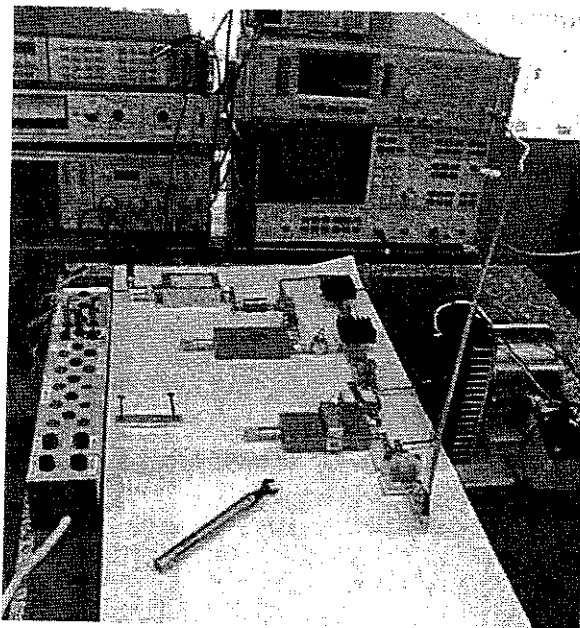


Figure 5: Banc de mesure interférométrique à résonateur saphir

Lorsque les éléments réglables γ et l sont ajustés respectivement au déphasage et à l'atténuation de la cavité, la porteuse est supprimée à l'accès Δ du coupleur hybride. Seules subsistent ici les bandes latérales de modulation de phase à détecter. Un amplificateur de gain g_a travaillant en régime linéaire amplifie ces bandes latérales de bruit avant la détection dans le mélangeur. La suppression de la porteuse assure la linéarité du fonctionnement de l'amplificateur et ainsi minimise la conversion du bruit flicker basse fréquence autour de la porteuse. On montre [?] que l'ensemble hybride, amplificateur et mélangeur constitue un "super" détecteur de phase dont la sensibilité μ est égale à :

$$\mu = \sqrt{\frac{R_0 g_a C_0}{l_h l_m}} \quad (2)$$

où R_0 est l'impédance de charge du mélangeur (50Ω), g_a le gain de l'amplificateur, C_0 le niveau de la

porteuse à l'entrée du coupleur hybride, l_h et l_m les pertes du coupleur et du mélangeur. Dans notre montage on a $\mu=22\text{Vrad}^{-1}$. Le plancher de mesure attendu est égal dans la bande passante de la cavité à :

$$S_{\varphi 0}(f) = 2l_h \frac{Fk_B T}{C_0} \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) \left(\frac{1}{2Q_L} \frac{\nu_0}{f}\right)^2 \quad (3)$$

F est le facteur de bruit de l'amplificateur, $k_B = 1,38.10^{-23}\text{JK}^{-1}$ et f_c est la fréquence de Fourier à partir de laquelle apparaît le bruit flicker. L'origine de ce bruit flicker n'est pas encore établie. Ce dernier peut provenir de la conversion résiduelle du bruit BF dans l'amplificateur ou des éléments ajustables du montage. Dans notre montage $f_c = 1\text{kHz}$ et $F = 1\text{dB}$. La figure 6 montre le plancher de mesure $S_{\varphi 0}(f)$ de notre dispositif. Ce plancher est de l'ordre de $-158\text{dBrad}^2\text{Hz}^{-1}$ à 10kHz de la porteuse. A titre d'illustration nous avons mesuré le spectre des fluctuations de phase d'un synthétiseur commercial. Les courbes présentées n'ont subi aucun traitement pour supprimer d'éventuelles raies parasites provenant par exemple du secteur.

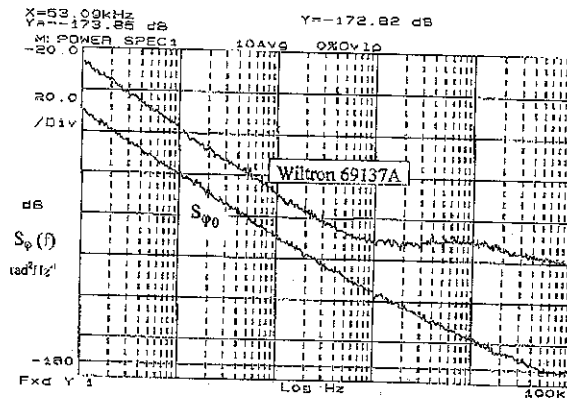


Figure 6: Plancher de bruit du banc de mesure interférométrique et bruit de phase d'un synthétiseur commercial.

4 Oscillateur de référence

Les performances en terme de pureté spectrale des oscillateurs micro-onde classiques restent limitées par les faibles coefficients de surtension des résonateurs utilisés et par le fort niveau de bruit flicker des éléments actifs. Pour certaines applications (Métrologie, Radar,...) la pureté spectrale de ces sources n'est pas suffisante. Nous décrivons ici la réalisation d'une source micro-onde à 9 GHz de très haute pureté spectrale présentant une densité spectrale des fluctuations de phase S_{φ} de $-130\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ à 1kHz de la porteuse. Cet oscillateur utilise la technique mise au point par l'équipe de l'University of Western Australia [7]. Dans cet oscillateur on combine la technologie des résonateurs saphir à mode de galerie avec une détection interférométrique et un contrôle actif des fluctuations de phase introduites par l'amplificateur.

Considérons un oscillateur générant un signal à la fréquence ν_0 constitué d'un résonateur de coefficient de surtension en charge Q_L et d'un amplificateur d'entretien. La densité spectrale de puissance des fluctuations de phase $S_{\varphi}(f)$ du signal généré peut être évaluée par le modèle phénoménologique de Leeson :

$$S_{\varphi}(f) = S_{\theta}(f) \left[1 + \left(\frac{\nu_0}{2Q_L}\right)^2 \frac{1}{f^2} \right] \quad (4)$$

où $S_{\theta}(f)$ est la densité spectrale de puissance des fluctuations de phase introduites par l'amplificateur. Aux basses fréquences de Fourier ($f < \nu_0/2Q_L$), le spectre $S_{\theta}(f)$ présente généralement une allure en $1/f$ résultant du bruit de scintillation basse fréquence présent à l'entrée de l'amplificateur et converti autour de la porteuse par les non-linéarités. Dans ces conditions $S_{\varphi}(f)$ présente alors une allure typique en $1/f^3$. Pour un oscillateur à résonateur diélectrique classique ($Q_L \approx 5000$), on a typiquement $S_{\varphi}(1\text{kHz})$ de l'ordre de -60 à -80 dBrad^2/Hz . Une première amélioration peut être apportée par l'utilisation d'un résonateur saphir à mode de galerie. Avec un tel résonateur opérant à température ambiante et caractérisé par $Q_L = 50.000$, nous avons obtenu $S_{\varphi}(1\text{kHz}) = -100\text{dBrad}^2/\text{Hz}$ [8]. Cette valeur reste limitée par le bruit propre de l'amplificateur qui est dans notre cas un amplificateur commercial à MESFET. Pour améliorer encore la pureté spectrale de la source, il est nécessaire de corriger le bruit de phase intrinsèque de cet amplificateur. Le principe de la correction

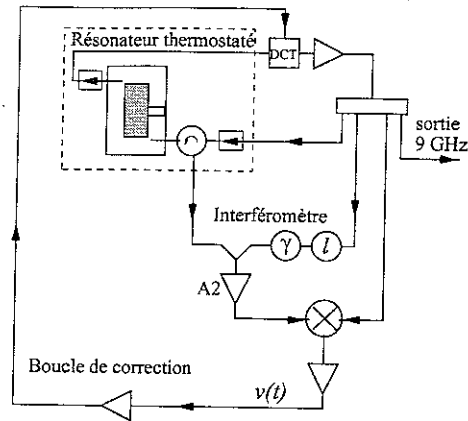


Figure 7: Principe de l'oscillateur à correction interférométrique.

interférométrique est décrit sur la figure 7. A la boucle oscillatrice est associé un détecteur interférométrique (voir précédemment). Le signal réfléchi par la cavité est constitué d'un résiduel de porteuse à la fréquence ν_0 et de bandes latérales de modulation résultant des fluctuations de phase introduites dans la boucle oscillatrice. L'interféromètre permet de supprimer la porteuse à l'entrée de l'amplificateur A2 qui fonctionne alors en régime linéaire. Les bandes latérales de modulation sont après amplification détectées classiquement à l'aide d'un mélangeur. On peut montrer que la tension de sortie du détecteur $v(t)$ est directement proportionnelle à toute fluctuation de phase $\theta(t)$ introduite dans la boucle [10]. Nous avons alors :

$$S_v(f) = \mu^2 S_\theta(f) \quad (5)$$

où μ est la sensibilité exprimée en V/rad de la mesure de phase.

Le signal $v(t)$ est ensuite amplifié puis injecté dans un déphaseur commandable en tension (DCT) inséré dans la boucle oscillatrice. Dans la bande passante de l'asservissement ainsi réalisé le bruit propre de l'amplificateur est corrigé. Les fluctuations de phase résiduelles correspondent alors au plancher de bruit de l'interféromètre qui est très faible [9]. Notre prototype est basé sur un résonateur saphir développé au LPMO et équipé d'un sélecteur modal à lignes métalliques [11, 12]. Ce dispositif permet de sélectionner le mode $WG_{7,0,0}$ présentant un coefficient de surtension en charge de 50.000 à une fréquence de 9,4 GHz. Ce résonateur est stabilisé en température par un régulateur à élément Peltier autour de $283K \pm 5mK$ sur le long terme. La sensibilité μ de l'interféromètre est de $43 \text{ dBV}^2/\text{rad}^2$. La figure 8 compare le spectre de bruit de phase en boucle ouverte et en boucle fermée :

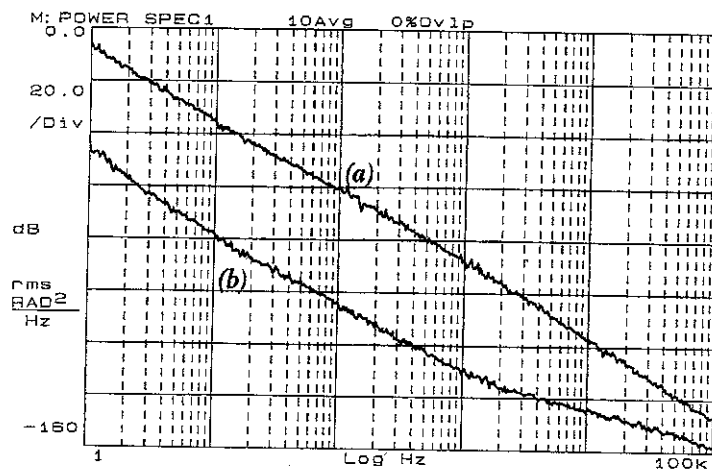


Figure 8: Bruit de phase de l'oscillateur a) en boucle ouverte, b) en boucle fermée.

Pour les fréquences de Fourier f inférieures à quelques kilohertz, le gain en terme de pureté spectrale est ici de l'ordre de 43 dB. Cet oscillateur constitue une excellente référence de pureté spectrale qui est utilisée au LPMO pour les mesures de bruit de phase.

5 Conclusion

Les études menées ces dernières années au LPMO ont débouché sur des réalisations d'instruments de très haute sensibilité dédiés à la métrologie du bruit de phase. Les planchers de mesures de bruit ont été améliorés notablement dans les gammes de fréquence RF, VHF et micro-onde grâce à l'utilisation de la méthode interférométrique. Ainsi, il est aujourd'hui possible de mesurer sans ambiguïté le bruit propre des résonateurs à quartz métrologiques au niveau de quelques 10^{-14} . D'autre part dans le domaine micro-onde, l'utilisation de la technologie des résonateurs saphir à modes de galerie nous a permis de réaliser des sources de signaux présentant un très faible bruit de phase de l'ordre de $-130\text{dBrad}^2\text{Hz}^{-1}$ à 1kHz de la porteuse. Une telle source constitue une excellente référence pour toute mesure de bruit de phase aux fréquences micro-ondes.

Des travaux sont actuellement en cours visant à améliorer encore les instruments interférométriques en utilisant des techniques de corrélation [13], ou en raffinant la technique de suppression de porteuse [14]. D'autre part, des résonateurs micro-ondes utilisant des matériaux cristallins autres que le saphir sont également à l'étude [15, 16].

References

- [1] E. Rubiola, V. Giordano et J. Gros Lambert, *Annales Françaises des Microtechniques et de Chronométrie*, **47**, 1998, pp. 33-41.
- [2] V. Giordano et O. Di Monaco, *Annales Françaises des Microtechniques et de Chronométrie*, **46**, 1997, pp. 27-34.
- [3] E. Rubiola, J. Gros Lambert, M. Brunet, V. Giordano. *IEEE Trans. on UFFC*, **47**, (2), March 2000, pp. 361-368
- [4] S.Pérez, D. Floriot, P. Maurin, P. Bouquet, PM. Gutiérrez, J. Obregon and S.L. Delage, *Electronics Letters*, 16th. April 1998, **34**, (8), pp.813-814.
- [5] V. Giordano, O. Di Monaco et Y. Kersalé, *Actes des 10emesJNM*, St. Malo 21-23 Mai 1997.
- [6] E. Rubiola, V. Giordano, J. Gros Lambert, *Rev. Sci. Instrum.*, **40**, (1), Jan. 1999, pp. 220-225.
- [7] E. N. Ivanov, M. E. Tobar, R. A. Wood, *IEEE Trans. on UFFC*, **45**, (6), Nov. 1998, pp. 1526-1535.
- [8] V. Giordano, Y. Kersalé, O. Di Monaco, M. Chaubet, *Eur. Phys. J. AP*, **8**, 1999, 269-274.
- [9] Y. Kersalé, Thèse de l'Univ. de Franche-Comté, n.788, 25 janvier 2000.
- [10] V. Giordano, E. Rubiola, Y. Kersalé, Y. Gruson, *Actes des 11èmes JNM*, Arcachon, 5-7 mai 1999.
- [11] O. Di Monaco et al, *Electronics Letters*, **32**, (7), 28th March 1996, pp. 669-670.
- [12] O. Di Monaco, Y. Kersalé, V. Giordano *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, **10**, (9), Sept. 2000, pp. 368-370.
- [13] E. Rubiola, V. Giordano. *Rev. Sci. Instrum.*, **71**, (8), August 2000, pp 3085-3091.
- [14] E. Rubiola and V. Giordano *Electronics Letters*, 7th. December 2000, **36**, (25), pp.2073-2075.
- [15] I. Lajoie, R. Barhaila, Y. Kersalé, D. Cros, D. Duchiron, V. Giordano. *Electronics Letters*, 20th January 2000, **36**, (2), pp. 150-151.
- [16] V. Giordano, Y. Kersalé and J.J. Boy. To be published in *Applied Physics Letters*. 2001.