
Mesure de coefficient de qualité d'un micro résonateur dans le domaine temporel

Étude de la réalisation en circuit intégré

Xiaojiao Ren^{1,3}, Ming Zhang¹, Nicolas Llaser²

1. C2N, Univ. Paris-Sud, Université Paris Saclay
15 rue Georges Clémenceau, 91405 Orsay, France
ming.zhang@u-psud.fr

2. LPO Dorian
74 av. Philippe August, 75011 Paris, France

3. School of Microelectronics
Xidian University, Xi'an 710071, China

RÉSUMÉ. La méthode de détermination du coefficient de qualité (Q) de résonateurs MEMS ici proposée est basée sur une mesure effectuée dans le domaine temporel et sur une architecture compatible avec la technologie des circuits intégrés. Ainsi, il est possible d'intégrer le circuit de mesure sur la même puce que le résonateur, ce qui permet de suivre l'évolution du composant au cours de sa vie, donc d'anticiper ses défaillances. Une conception originale reposant sur la technologie CMOS 0,35 μm est introduite, afin d'atténuer les imperfections majeures des blocs fonctionnels. De plus, un des objectifs étant d'augmenter la fréquence de travail, les simulations ont montré que ce paramètre peut aller jusqu'à 200 kHz, avec une précision de mesure de 0,3 %.

ABSTRACT. The method for determining the quality factor (Q) of MEMS resonators proposed here is based on a measurement carried out in the time domain and also on a compatible architecture with integrated circuit technology. Thus, it is possible to integrate the measurement circuit on the same chip as the resonator, which tracks the component changes during its life, so to anticipate its failures. An original design based on the 0.35 μm CMOS technology is introduced to mitigate the major flaws of the functional blocks. In addition, one of the objectives being to increase the operating frequency, the simulations showed that this parameter can be up to 200 kHz, with a measuring accuracy of 0.3%.

MOTS-CLÉS : mesure de coefficient de qualité, technologie CMOS, circuits intégrés, micro résonateur, mesure temporelle, domaine temporel, mesure in-situ.

KEYWORDS: quality factor measurement, CMOS technology, integrated circuits, micro-resonator, time measurement, time-domain measurement, in-situ measurement.

DOI:10.3166/I2M.15.3-4.139-152 © 2016 Lavoisier

1. Introduction

Le développement rapide de la microélectronique permet une avancé considérable de la fabrication des circuits intégrés tandis que celui des MEMS apporte une importante miniaturisation d'un système complet. Le micro résonateur est l'un des composants MEMS les plus prometteurs (*cf.* Lobontiu, 2007). Lorsqu'il est sous vide, son coefficient de qualité peut atteindre 10^6 , ce qui est du même ordre que celui d'un résonateur à Quartz. Donc il peut être utilisé pour réaliser une bonne base de temps dans les systèmes de télécommunications. Mais en le comparant à un résonateur à Quartz, le micro résonateur a l'avantage de pouvoir être intégré sur le silicium, ce qui permet de miniaturiser le système complet considérablement. Le micro résonateur peut également être utilisé comme un capteur de haute sensibilité pour différentes applications. Quelle que soit son application, la mesure de coefficient de qualité (Q) permet la surveillance de son bon fonctionnement.

Deux approches de la mesure de Q sont reportées dans la littérature (Cf Petersan et Anlage, 1998) : celle dans le domaine fréquentiel et celle dans le domaine temporel. La mesure de Q dans le domaine fréquentiel est normalement effectuée à l'aide d'instruments de mesure spécialisés et souvent très coûteux, mais a l'avantage d'être précise. Mais la mesure doit être effectuée en dehors du contexte d'application des résonateurs, car ces instruments de mesure sont souvent encombrants. Ainsi pour des applications qui nécessitent une surveillance de Q dans le contexte d'applications, il est difficile d'envisager l'utilisation de cette méthode. En revanche, la mesure de Q dans le domaine temporel est réalisable avec un circuit relativement simple. Par conséquent, elle peut être intégrée dans le contexte d'application à côté du résonateur en question, ce qui correspond à une mesure réalisée en temps réel. Elle répond très bien aux demandes de certaines applications, comme par exemple, un oscillateur à base d'un résonateur MEMS pour fournir une référence de temps ou un capteur de paramètres environnementaux.

Tenant compte de ses avantages, la mesure dans le domaine temporel est l'objet d'une investigation de notre part depuis de nombreuses années. Jusqu'à présent, peu de publications à ce sujet sont reportées dans la littérature. La première mesure de Q dans le domaine temporel pourrait attribuer à Kulikov (*cf.* Kulikov, 1959), mesure effectuée simplement à l'aide d'un oscilloscope. La première mesure de Q à l'aide d'un circuit électronique date de 2004 (Zeng, 2004). Le circuit de mesure a été réalisé avec des composants discrets mais la précision de mesure n'a pas été précisée. N'ayant pas trouvé de publications satisfaisantes, nous avons proposé plusieurs architectures de circuit de mesure de Q (*cf.* Zhang *et al.*, 2008). Après une étude approfondie sur la performance de la mesure, nous avons abouti à une architecture qui a en partie annulé la plupart des sources d'erreur diminuant la précision de mesure. Grâce à une structure reconfigurable originale que nous avons proposée, certaines imperfections des blocs fonctionnels utilisés peuvent s'annuler mutuellement et automatiquement. La réalisation d'un circuit de test en PCB (*Printed Circuit Board*) avec composants discrets a confirmé non seulement le

fonctionnement théoriquement attendu en mais aussi la précision de mesure de 0,1 % prévue (cf. Zhang *et al.*, 2012), car limitée uniquement par l'erreur intrinsèque de la structure de réalisation. Même si cette approche a théoriquement la vertu d'être indépendante de la fréquence de travail, les circuits électroniques sont en pratique dépendants de la fréquence. Avec la réalisation en PCB, nous avons constaté que la fréquence de travail est bien limitée à l'ordre de quelques dizaines de KHz. L'objectif du présent travail est d'effectuer une étude en circuit intégré pour augmenter la fréquence de fonctionnement.

Après la présentation du principe de mesure de Q dans le domaine temporel en section 2, l'architecture et la méthode expérimentale mises en œuvre pour cette détermination sont ensuite justifiées. La conception du circuit intégré avec la technologie CMOS 0,35 μm est l'objet de la section 4. Les résultats de simulation seront reportés en section 5, ce qui permettra ensuite de conclure.

2. Principe de mesure de Q dans le domaine temporel

Lorsqu'un résonateur est excité, il entre en oscillation. Tant que l'excitation est maintenue, l'oscillation persiste et atteint un état stable. Si l'excitation est supprimée, le résonateur oscille librement, mais l'oscillation décroît au cours du temps. La tension aux bornes du résonateur est représentée par l'équation suivante:

$$V(t) = V_0 e^{\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right)} \left[\cos\left(\omega_0 t \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}\right) + \frac{1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sin\left(\omega_0 t \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}\right) \right] \quad (1)$$

Nous remarquons que la décroissance de l'amplitude est liée directement à la valeur du facteur de qualité Q. Si nous fixons deux valeurs de tension (par exemple V_1 et V_2) et mesurons le temps écoulé (cf. figure 1), la valeur de Q peut en être déduite. Pour simplifier la mesure, cette durée est représentée par le nombre de périodes écoulées, n , déterminé par un compteur numérique. Ainsi la valeur de Q peut être calculée par l'équation suivante :

$$Q = \sqrt{\frac{1}{4} + \left[\frac{n \cdot \pi}{\ln(k)} \right]^2} \quad (2)$$

Avec n représentant le nombre de périodes et $k = V_1/V_2$. Considérant que le second terme peut être bien supérieur au premier, l'équation (2) peut donc être simplifiée à

$$Q \approx \frac{n \cdot \pi}{\ln(k)} \quad (3)$$

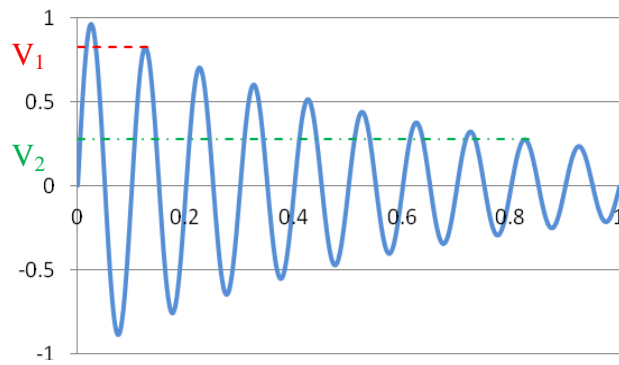


Figure 1. Principe de mesure de coefficient de qualité (Q) dans le domaine temporel

3. Diagramme de réalisation et fonctionnement

3.1. Réalisation

Basé sur le principe décrit auparavant, nous avons proposé une architecture de mesure. Le diagramme fonctionnel est illustré à la figure 2.

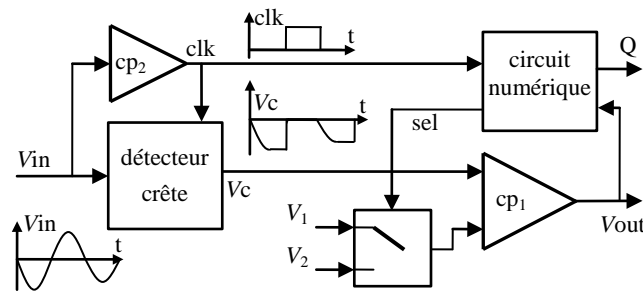


Figure 2. Diagramme fonctionnel de la mesure temporelle de Q

Le circuit de mesure est principalement composé d'un détecteur de pic suivi par un comparateur de tension (cp_1). Un second comparateur (cp_2) est ajouté dans l'objectif de récupérer un signal d'horloge (clk) ayant la même fréquence que le

signal d'entrée (V_{in}), afin d'effectuer le comptage du nombre de périodes comprises entre les deux tensions de références (V_1 et V_2), et le circuit numérique étant chargé de produire les signaux numériques de contrôle et d'effectuer le comptage.

3.2. Fonctionnement

Le fonctionnement du circuit peut être découpé en 3 phases pour un cycle de mesure périodique : détection de pic, comparaison avec une des tensions de référence et remise à zéro de la tension de pic mémorisée.

Durant la première phase (1^{er} quart de période), la détection de tension de pic est effectuée. Durant la deuxième phase (2^e quart de période), le pic détecté est comparé avec la première tension de référence V_1 . Tant que le pic de tension est supérieur à V_1 , cette dernière est conservée comme tension de référence et la mémorisation du pic détecté est remise à zéro durant la troisième phase (c'est-à-dire la demi-période restante), avant de répéter le même cycle de mesure. Dans le cas contraire, le comptage des périodes débute et la référence de tension est remplacée par la seconde référence V_2 . Lorsque la tension de pic est à son tour inférieure à V_2 , la logique de contrôle arrête le comptage. Q en est déduit à l'aide de l'équation (3).

3.3. Architecture optimisée

Cependant les blocs fonctionnels ne sont pas parfaits et les imperfections dans chaque bloc fonctionnel sont inévitables à cause des défauts de fabrication des circuits, comme par exemple l'offset qui se trouve aussi bien dans un détecteur de pic que dans un comparateur. Une étude sur leurs influences a été menée par Zhang (Zhang *et al.*, 2008) montrant que leur annulation est nécessaire afin d'obtenir une meilleure précision.

Ainsi nous avons proposé une nouvelle architecture. Son originalité repose sur l'utilisation d'une structure configurable pour réaliser le détecteur de pic et le comparateur en un bloc. Un seul OTA (Operational Transconductance Amplifier) est à l'origine des deux fonctions visées (*cf.* figure 3) (*cf.* Zhang, 2013). Ces deux fonctions étaient successivement appelées, ce qui justifiait l'usage multiplexé d'un unique OTA, élément central, pour les deux fonctions. Par la suite, une conception astucieuse de la structure configurable rend l'annulation automatique d'offset de l'OTA possible, ce qui améliore considérablement la précision de mesure.

Afin de mieux comprendre, les deux configurations équivalentes de la figure 3 sont illustrées à la figure 4. Il est important de souligner que le circuit est conçu pour la détection de pic négatif. Dans la configuration de détecteur de pic, le miroir de courant connecté à la sortie de l'OTA charge le condensateur C jusqu'à la tension du pic d'entrée (*cf.* figure 4a). Supposons que l'OTA possède un offset comme indiqué sur le circuit équivalent, la tension de pic détecté est donnée par :

$$V_+ = V_{pic} - V_{off} \tag{4}$$

ce qui signifie que la tension mémorisée sur le condensateur C est différente de celle du signal d'entrée, dégradée par la tension d'offset.

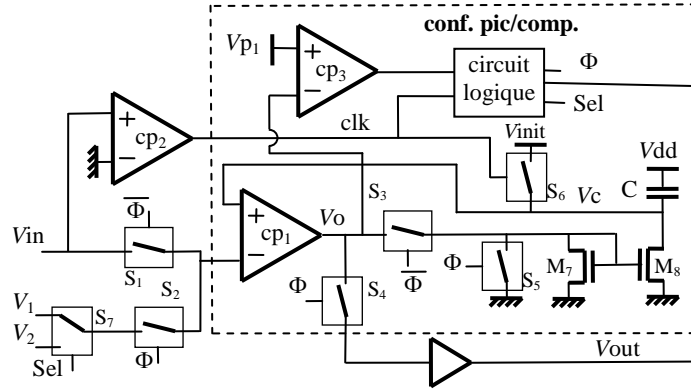


Figure 3. Architecture configurable proposée pour la mesure de Q donnant lieu à deux configurations équivalentes : détecteur de pic et comparateur. Φ et $\sim \Phi$ sont en opposition de phase

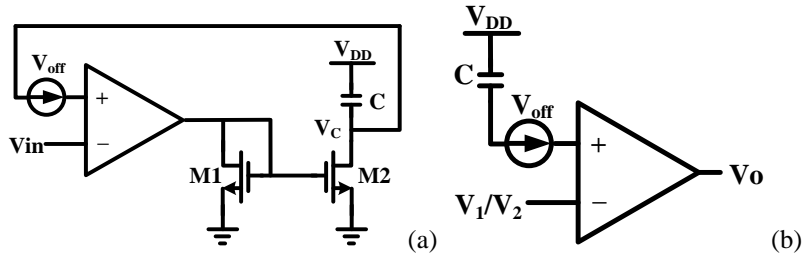


Figure 4. Circuits équivalents de la figure 3 correspondant à deux configurations d'opération: détecteur de pic ($\Phi=1$) (a) et comparateur ($\Phi=0$) (b)

Puis durant la phase de comparaison, la même tension d'offset est présente pour le même OTA (cf. figure 4b), ce qui donne par conséquent,

$$V_+ = V_{pic} - V_{off} + V_{off} = V_{pic} \tag{5}$$

L'équation (5) montre clairement l'annulation automatique de l'offset par la structure proposée et que la tension à comparer avec la tension de référence est sans dégradation.

4. Conception d'un ASIC en technologie CMOS 0,35 μm

La fonctionnalité de l'architecture et l'efficacité d'annulation de l'offset ont été vérifiées à l'aide d'un circuit à composants discrets (PCB) (voir Zhang *et al.*, 2012), ce qui conduit à fréquence de fonctionnement limitée. Afin d'augmenter la fréquence de travail, donc de couvrir une gamme plus importante de micro résonateurs, une conception en circuit intégré de l'architecture proposée est étudiée dans ce présent travail.

Nous utilisons la technologie CMOS 0,35 μm qui permet de gagner en termes d'intégration. Elle est aujourd'hui une technologie analogique mature qui a fait ses preuves tant en milieu universitaire que dans le monde industriel. Elle est facilement mise en œuvre et pour un coût raisonnable. La valeur de chaque paramètre expérimental est reportée dans le tableau 1, ainsi que son incertitude de mesure.

Tableau 1. Paramètres utilisés pour la conception

Paramètre	Description	Valeur
V _{dd}	Tension d'alimentation	5 V
V ₁	Tension de référence 1	2,25 V
V ₂	Tension de référence 2	0,46V
f ₀	Fréquence du signal	200 kHz
Q	Coefficient de qualité	1 963,5
e	Erreur relative de mesure	0,1 %

4.1. Étude de stabilité de la configuration en détecteur de crête

Lorsque le circuit fonctionne en configuration de détecteur de pic, son circuit équivalent est un système bouclé. Il est donc important de garantir la stabilité d'un tel circuit. Une analyse théorique a donc été développée afin de trouver la condition de stabilité.

Supposons que le signal d'entrée est caractérisé par une amplitude V_i et une fréquence f , soit $v(t) = V_i \sin(2\pi ft)$, alors la vitesse maximale de variation du signal d'entrée s'exprime par la dérivée du signal d'entrée $dv/dt = V_i 2\pi f \cos(2\pi ft)$ d'où $V_i'_{\max} = 2\pi f V_i$, ce qui correspond à la pente positive (négative) maximale du signal par rapport à sa valeur moyenne. Basé sur la configuration de détecteur de crête (*cf.* figure 4a), une étude de la stabilité est développée. Pour ce faire, le circuit linéarisé équivalent du transistor, appelé aussi schéma équivalent en petits signaux, est utilisé. Basé sur ce circuit équivalent en petits signaux et en respectant la condition de stabilité pour un système bouclé, l'équation suivante est obtenue :

$$A_{0,\max} < \frac{\mu_n (V_{DD} - V_m)^2}{2V_{i\max} L^2 (1/3 + 1/5)} \quad (6)$$

avec $A_{0,\max}$ le gain en continu de l'OTA, L la longueur du canal des transistors d'entrée de l'OTA conçu, μ_n la mobilité des électrons, V_{DD} la tension d'alimentation utilisée et V_m la tension de seuil des transistors NMOS. Pour la première fois, cette équation a mis en évidence la relation entre le gain en tension de l'OTA et la fréquence du signal d'entrée, ainsi qu'avec les paramètres du circuit. Le résultat de la simulation prenant en compte les paramètres électriques de la technologie CMOS 0,35 μm est illustré à la figure 5.

Nous constatons une relation inversement proportionnelle entre le gain en continu de l'OTA et la fréquence du signal d'entrée. Selon le résultat numérique illustré à la figure 5. Pour une fréquence d'entrée de 200KHz (fréquence ici choisie), le gain en tension est au plus égal à 98dB.

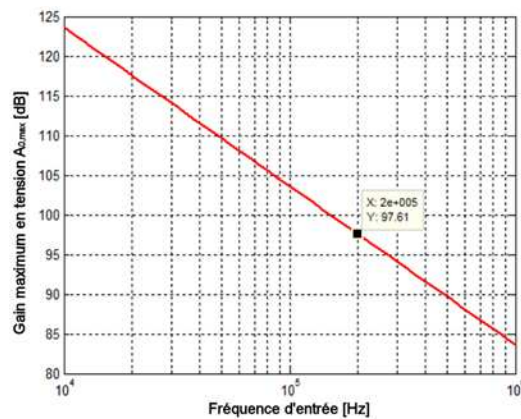


Figure 5. Relation entre le gain en continu de l'OTA et la fréquence du signal d'entrée basée sur l'équation (6)

4.2. Détermination de la résolution du comparateur

Lorsque l'architecture fonctionne en configuration de comparateur, il est important d'assurer que la comparaison n'est pas limitée par la résolution du comparateur, afin de garantir une bonne précision de mesure. Ainsi une analyse théorique est nécessaire, pour déterminer la relation existant entre le gain en tension nécessaire et la précision de mesure désirée.

Supposons que le comparateur soit idéal. Afin de satisfaire la précision de mesure demandée, la performance du comparateur utilisé est déterminante. Etant donné que le signal d'entrée est décroissant en fonction du temps, la différence entre

deux crêtes successives l'est aussi. La discrimination la plus contraignante correspond donc à t_2 , soit au moment du franchissement de la tension de référence V_2 , ce qui impose de choisir la résolution du comparateur ε inférieure à la différence de tensions de crête la plus contraignante, soit

$$\varepsilon < \Delta V = V(t_2) - V(t_2+t_0) \quad (7)$$

Or la résolution du comparateur dépend directement du gain en tension du comparateur. Selon Allen (Allen, 2002),

$$\varepsilon = V_{dd} / A \quad (8)$$

Combinant (7) et (8), le gain en tension minimum de l'OTA, lorsqu'il est utilisé comme un comparateur, est exprimé par :

$$V_{dd} / A < \Delta V \quad (9)$$

Pour donner une idée du gain minimum de l'OTA (A), si V_2 est fixée à 0,5V pour un coefficient de qualité de 2000, le gain minimum de l'OTA doit être égal à 75dB, pour espérer une précision de mesure de 0,1 %.

4.3. Choix de la structure et conception de l'OTA

L'amplificateur cascodé-replié avec gain renforcé a été choisi pour la réalisation de l'OTA en raison de son gain élevé et de sa bande passante importante (cf. figure 6), afin de satisfaire la demande de stabilité et la montée en fréquence. Les caractéristiques de simulation de l'OTA reportées dans le tableau 2 sont en accord avec la performance demandée, aussi bien en stabilité qu'en rapidité.

Tableau 2. Résultats des simulations de l'OTA conçue

Paramètre	Description	Valeur
GBW	Gain bande passante	100 MHz
A_0	Gain en DC	95 dB
PM	Marge de phase	57°
tr	Temps de montée	18 ns
tf	Temps de descente	16 ns

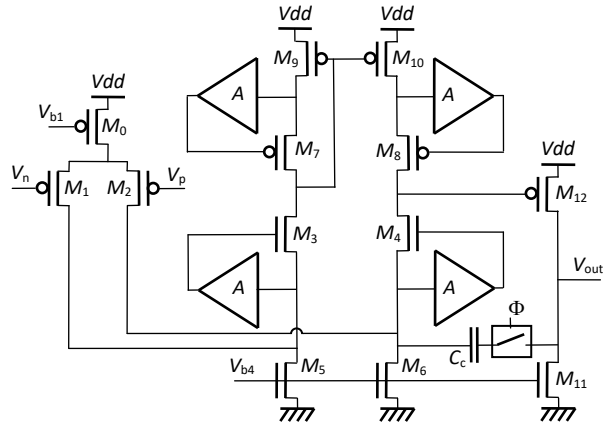


Figure 6. Schéma de l'OTA choisi

4.4. Conception de la partie numérique

La partie numérique est chargée de la génération des signaux de contrôle pour les deux configurations proposées. Les schémas correspondants sont illustrés par la figure 7, la définition des signaux étant reportées dans le tableau 3.

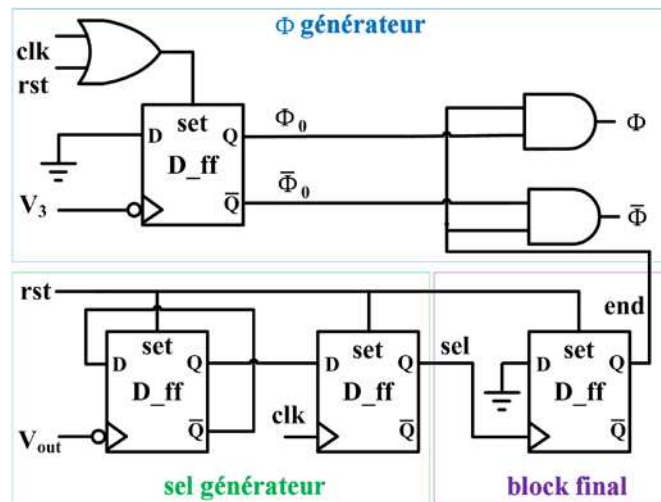


Figure 7. Circuits numériques proposés pour la génération des signaux de contrôle

Tableau 3. Définition des signaux de contrôle

Nom des signaux	Description
rst	Reset global
clk	Signal d'horloge
V_3	Sortie du comparateur cp_3
V_{out}	Sortie du système
sel	Sélection de référence

La figure 8 illustre les chronogrammes des signaux. A partir du signal d'entrée sinusoïdal décroissant V_{in} , le signal d'horloge, clk , est généré par le comparateur cp_2 en comparant ce signal d'entrée avec $V_{DD} / 2$. Le signal V_c est le signal aux bornes du condensateur C (cf. figure 4).

Il est important de souligner que le passage d'une configuration à l'autre est déclenché automatiquement après détection d'une crête, grâce à l'ajout d'un troisième comparateur cp_3 combiné avec une bascule D (cf. figures 7 et 8).

La sélection de tension de référence sel désigne par défaut V_1 . Elle change d'état lorsque V_1 est franchi, ce qui permet de choisir la référence V_2 . Ce changement d'état démarre le comptage des périodes en même temps. Lorsque V_2 est franchi, la génération du signal « end » arrête le comptage, donc la mesure.

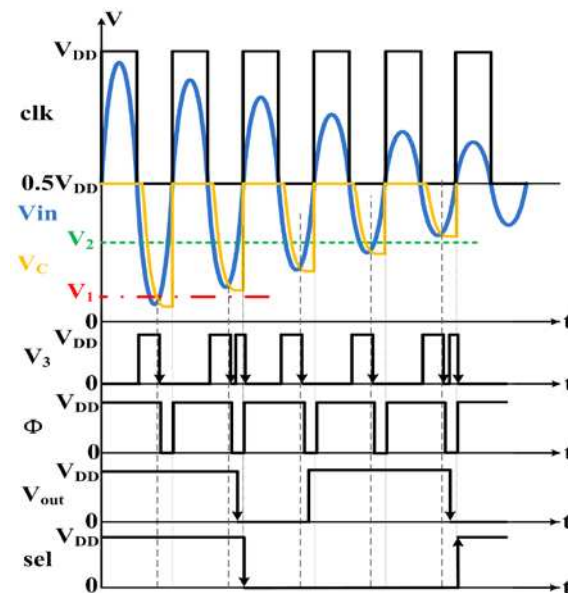


Figure 8. Chronogrammes des signaux numériques du contrôle

5. Résultats de simulation

Nous avons entrepris les simulations avec le système complet comprenant la partie analogique reconfigurable et la partie numérique. Afin de vérifier l'efficacité de l'annulation d'offset de l'OTA, deux tensions d'offset bien différentes (-0,1 V et 0,1 V) ont été ajoutées de façon artificielle à l'entrée positive de l'OTA lors de la simulation. Les résultats de simulation correspondant au franchissement de la tension de référence V_1 (cf figure 9) ont mis en évidence l'insensibilité du basculement du signal **sel**, qui est aussi utilisé comme signal de validation pour le comptage des périodes. Nous avons vu clairement que, quel que soit l'offset, le basculement du signal **sel** se produit toujours au même moment. Le même résultat a été observé pour le franchissement de la tension de référence V_2 (cf. figure 10), ce qui correspond à une bonne efficacité d'annulation d'offset par le circuit.

La précision de mesure a été ensuite vérifiée. Nous rappelons que les paramètres de conception ont été choisis pour une précision de mesure de 0,1 % et une valeur du coefficient de qualité Q de 1963,5 (cf. tableau 1). Basé sur les résultats de simulation, une précision de mesure de 0,19 % a été obtenue pour une fréquence de travail de 200 KHz. Bien que la précision obtenue soit un peu moins bonne que celle espérée, c'est la première fois qu'une telle précision de mesure a été obtenue pour une valeur du coefficient de qualité Q et de fréquence aussi élevés.

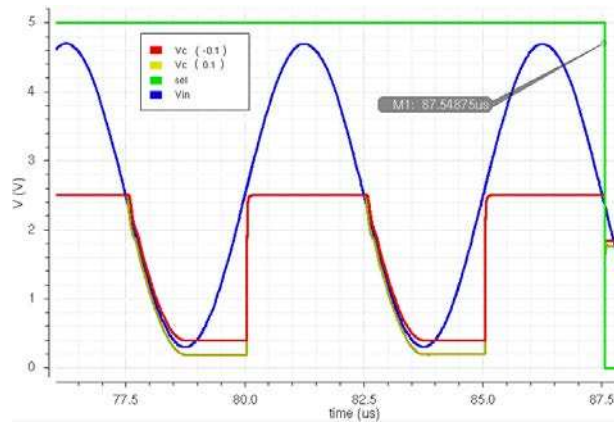


Figure 9. Résultats de simulation de l'architecture configurable de mesure de Q au moment du franchissement de la tension de référence V_1

Sachant que les dispersions technologiques sont inévitables, différentes simulations sont nécessaires en tenant compte des différents modèles de transistors. Quel que soit le modèle utilisé, la précision reste relativement stable (cf. tableau 4). Nous pouvons remarquer qu'elle est 3 fois inférieure à la précision visée. Afin d'arriver à la précision espérée, une marge de sécurité doit être préconisée.

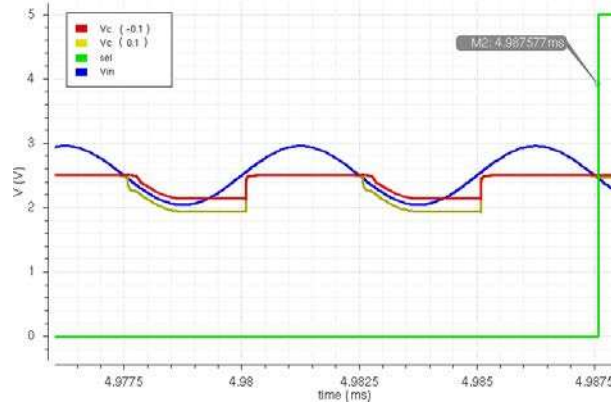


Figure 10. Résultats de simulation de l'architecture configurable de mesure de Q au moment du franchissement de la tension de référence V_2

Tableau 4. Résultats de simulation avec différents modèles des transistors

Modèle	t_1	t_2	n	Q	Err relative (%)
Typique (tt)	87,5	4987,5	980	1967,3	+0,19
Rapide (ff)	82,5	4987,5	981	1969,3	+0,29
Lent (ss)	107,5	5002,5	981	1969,3	+0,29
Lent en puissance (fnsp)	87,5	4987,5	980	1967,3	+0,19
Rapide en puissance (snfp)	112,5	4987,5	975	1957,7	-0,29

6. Conclusion

Une architecture originale permettant la mesure du coefficient de qualité (Q factor) d'un micro résonateur dans le domaine temporel est proposée dans cet article. L'architecture, qui repose sur une structure reconfigurable, a pu bénéficier de l'utilisation d'un OTA unique pour la réalisation des deux fonctions distinctes : détecteur de crête et comparateur. Par conséquent, l'impact de l'offset inévitable et présent dans l'OTA sur la précision de mesure de Q est annulé après deux opérations successives dans le temps.

La technologie CMOS 0,35 μm est choisie pour la conception en ASIC. Le choix est motivé par un bon compromis entre la maturité de la technologie et le prix de fabrication. Les résultats de simulation ont montré que la mesure du coefficient de qualité Q peut atteindre une fréquence de 200 kHz avec une précision de mesure de 0,3 %, ce qui est actuellement inégalé dans la littérature. Cette investigation devant être poursuivie, la prochaine étape sera de couvrir une bande de fréquences plus

larges et une gamme de valeur du coefficient de qualité Q plus importante, afin de réaliser ensuite le circuit intégré.

Remerciements

Nous remercions vivement à l'organisme Eiffel Doctorat pour l'offre de la bourse de doctorat qui a permis cette mobilité d'étude durant presque une année scolaire et a rendu cette étude possible ainsi qu'aux rapporteurs pour leurs conseils.

Bibliographie

- De Geronimo G., O'Connor P., Kandasamy A. (2002). Analog CMOS peak detect and hold circuits. Part 1. Analysis of the classical configuration. *Nuclear Instruments and methods in Physics Research section A*, 484: 533-543.
- Kulikov El. (1959). *Experimental measurement of quality factor measurement*. Measurement Techniques, vol. 2, n° 6, p. 462-465.
- Kruiskamp M.W., Leenaerts D.M.W. (1994). A CMOS Peak Detect Sample and Hold Circuit. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-41, n° 1, p. 295.
- Lobontiu N. (2007). *Dynamics of Microelectromechanical Systems*. Springer.
- Petersan P. J., Anlage S.M. (1998). Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods. *Journal of Applied Physics*, vol. 84, n° 6, p. 3392-3402.
- Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg. (1998). *CMOS Analog Circuit Design*, Oxford University Press.
- Zeng K., Craig, Grimes A. (2004). *Threshold-crossing counting technique for damping factor determination of resonator sensors*. Review of scientific instruments, vol. 75, n° 12, p. 5257-5261 Décembre.
- Zhang M., Llaser N., Mathias H. (2008). Improvement of the architecture for MEMS resonator quality factor measurement. *IEEE Proc. ICECS*, p. 255-258.
- Zhang M., Llaser N., Rodes F. (2012). High-Precision Time-Domain Measurement of Quality Factor, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, n° 3, p 842-844.
- Zhang M., Llaser N., Wang X. (2013). New implementation of time domain measurement of quality factor, *IEEE Proc. ISCAS*, p. 1700-1703.