-Fiche sur un exemple d'oscillateur à Quartz

Nous avons vu dans une fiche précédente, la structure des oscillateurs quasi-sinusoïdaux. Nous avons notamment étudié l'oscillateur à pont de Wien, qui était très pédagogique, mais qui présentait des caractéristiques modestes, notamment en raison du faible facteur de qualité de la boucle de retour (pour les généralités sur les oscillateurs quasi-sinusoïdaux, se référer à la fiche précédente). Dans cette fiche, nous allons étudier un nouvel oscillateur, utilisant un quartz dans la boucle de retour, ce qui permet d'atteindre un facteur de qualité très important (10000 au moins). Ces oscillateurs sont très stables en fréquence. Ils sont fréquemment utilisés pour réaliser des horloges dans les systèmes numériques.

Bibliographie.

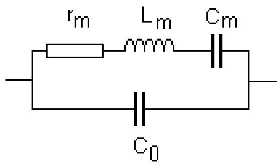
« Transmission de signaux » -- C. More -- Tec & Doc – Lavoisier.
« Techniques de l'ingénieur » -- Electronique – Vol E2 – section 2205.
« Electronique tome 2 » --J.D. Chatelain ; R. Dessoulavy-- Dunod

Rappels sur le Quartz.

• Le quartz est réalisé à partir d'un matériau piézoélectrique. Ces matériaux présentent une structure anisotrope et ont pour particularité d'être le siège de couplages électromécaniques importants. On constate notamment que si le matériau est placé dans un champ électrique (on applique une d.d.p. à ses bornes), il va se déformer. Inversement, s'il est soumis à des efforts mécaniques, une différence de potentiel va apparaître à ses bornes. Cet effet est utilisé dans bon nombre de capteurs, de micro-actionneurs. On les utilise aussi pour réaliser des transformateurs piézoélectriques (téléphones portables).

• Dans notre cas, l'application d'une tension variable aux bornes du composant va provoquer une vibration mécanique (effet direct) qui va conduire à l'apparition d'un courant (chute de l'impédance par effet inverse). Pour une résonance mécanique du système, on va alors avoir une résonance d'intensité.

• Le quartz va pouvoir être représenté par le modèle électrique équivalent suivant :



La capacité C_0 représente physiquement une capacité (deux conducteurs séparés par un isolant). En revanche, les éléments r_m, L_m et C_m sont des éléments motionnels, c'est a dire des éléments électriques équivalents représentant le couplage électromécanique dans le matériau (on peut faire l'analogie avec le modèle électrique équivalent d'un haut-parleur). C'est pourquoi leurs valeurs ne correspondent pas à des composants électriques usuels.

ex :

quartz 32768 Hz : L = 7860H ;C = 3 fF ; r = 32000 Ω ; C_0 =1,5 pF ; Q=50000

quartz 1MHz : L = 4H ;C = 6 fF ; r = 240 Ω ; C_0 = 8 pF ; Q=110000

• Nous allons maintenant nous intéresser à l'impédance équivalente du composant en négligeant les pertes (pour simplifier les calculs). Dans la mesure où il s'agit d'une structure parallèle, nous allons travailler en admittance.

$$\overline{Y}(j.\omega) = j.C_0.\omega + \frac{1}{j.L_m.\omega + \frac{1}{j.C_m.\omega}} = j.C_0.\omega + \frac{j.C_m.\omega}{1 - L_mC_m.\omega^2} = j.(C_0 + C_m).\omega.\frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}}$$

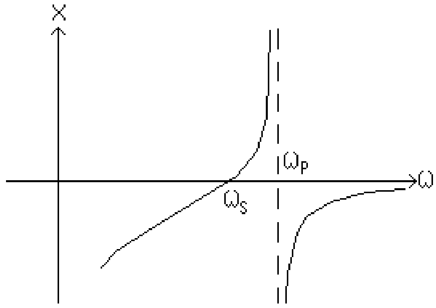
en posant $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m.C_m}}$ et $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m.\frac{C_0.C_m}{C_0 + C_m}}}$

ω_s est appelée **pulsation de résonance série** et ω_p **pulsation d'antirésonance parallèle**.

On remarque que ces deux pulsations sont très proches car C_0 >>C_m. En effet

$$\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C_m}}} - 1 = \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} - 1$$

L'impédance du quartz sans pertes est donc purement complexe. Si on pose $\overline{Z} = 1/\overline{Y} = j.X$, X représente la réactance. Le tracé de son évolution en fonction de ω a l'allure suivante

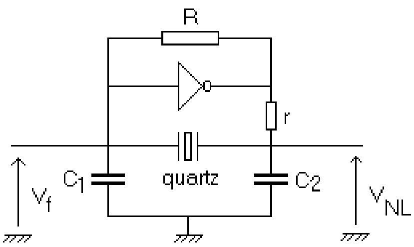


Le quartz est donc capacitif partout, sauf entre ω_s et ω_p où il est inductif. On observe une zone où l'impédance s'annule au voisinage de ω_s (dans la réalité, en raison de l'élément dissipatif r_m, l'impédance n'est pas nulle mais minimale dans cette zone). C'est ce qui explique que l'on observe une résonance de courant.

Etude théorique de l'oscillateur à quartz réalisé.

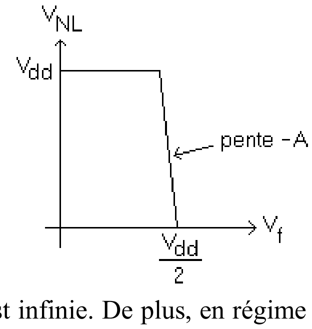
Structure de l'oscillateur à quartz étudié.

• Cet oscillateur comprend une non linéarité réalisée notamment à partir d'un inverseur logique (porte NAND à deux entrées reliées entre elles) et un filtre de retour très sélectif comportant un quartz et deux capacités. Le schéma complet est le suivant :



Etude des différents éléments.

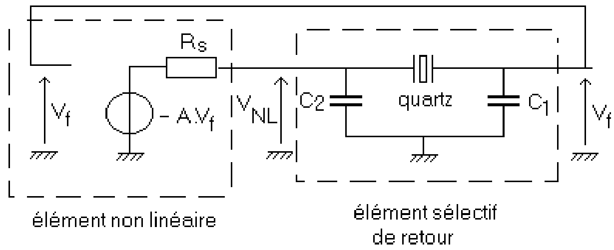
• La porte inverseuse a la caractéristique suivante :

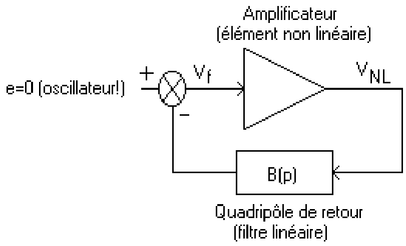


L'impédance d'entrée de cette porte est infinie. De plus, en régime continu, l'impédance du circuit de retour l'est aussi. Grâce à la résistance R, la porte se retrouve donc polarisée au milieu de sa zone de basculement (là ou le gain dynamique vaut –A). En effet, le courant qui traverse cette résistance est alors nul en statique ce qui garantit la relation $\langle V_f \rangle = \langle V_{NL} \rangle$. En revanche, ça ne sera évidemment plus le cas en régime dynamique.

La résistance r permet juste de modifier la valeur de la résistance de sortie de la chaîne directe. Cette dernière sera la somme de r avec l'impédance de sortie de la porte. Elle sera notée R_s. On la prendra en compte dans l'élément sélectif de retour.

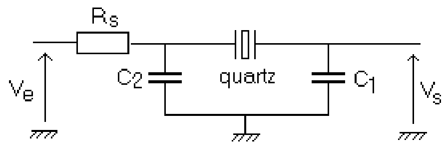
• Tant que les oscillations sont d'amplitude assez faible, on peut modéliser l'élément amplificateur comme une source de tension de gain –A et une résistance de sortie R_s,





Par la suite, lorsque les oscillations correspondent au régime permanent, la non linéarité doit être modélisée par un gain équivalent correspondant à la réponse au premier harmonique. Sachant que la non linéarité n'introduit pas de déphasage, on peut dire que le gain équivalent au premier harmonique sera réel. Il sera, de plus, négatif.

• Le quartz est associé à deux capacités C_1 et C_2, ce qui constitue le filtre sélectif de retour. On va intégrer R_s à la réponse du système et étudier le gain du filtre suivant :



En utilisant le théorème de Thévenin pour représenter l'ensemble (V_e, R_s, C_2), en supposant que l'impédance du quartz vaut jX, et en notant X_1 et X_2 les réactances des capacités C_1 et C_2, on trouve que

$$\frac{\overline{V_s}}{\overline{V_e}} = \left(\frac{j.X_2}{R_s + j.X_2}\right).\left(\frac{j.X_1}{j.X + j.X_1 + \dfrac{j.X_2.R_s}{R_s + j.X_2}}\right) = \frac{-X_1.X_2}{-X_2.(X + X_1) + j.R_s.(X_1 + X_2 + X)}$$

Si on exploite ce résultat dans le cadre du système bouclé, on en déduit que

$$B(j.\omega) = \frac{X_1.X_2}{-X_2.(X + X_1) + j.R_s.(X_1 + X_2 + X)}$$

<u>Condition de démarrage des oscillations.</u>

Au démarrage, le gain de l'élément non linéaire vaut –A (oscillation d'amplitude assez faibles…pas d'effet non-linéaire). Dans ce cas, la condition limite de démarrage sera

$$1 - A.B(j\omega) = 0$$

Cette condition impose notamment que $B(j\omega)$ soit réelle et donc que $X_1+X_2+X=0$.

$$-\frac{1}{C_1.\omega} - \frac{1}{C_2.\omega} + X = -\frac{1}{\dfrac{C_1.C_2}{C_1 + C_2}.\omega} + X = -\frac{1}{C_{eq}.\omega} + X = 0$$

La fréquence d'oscillation est donnée par l'intersection de $X(\omega)$ représentée précédemment avec la courbe d'équation $1/(C_{eq}.\omega)$. La solution se trouve dans la zone où $X > 0$, là où le quartz se comporte de façon inductive. Elle est donc comprise entre ω_s et ω_p, qui sont deux fréquences très proches.

La condition de démarrage sur le gain est

$$A \geq \frac{1}{B(j.\omega_0)} = \frac{-X_2.(X + X_1)}{X_1.X_2} = \frac{X_2}{X_1} = \frac{C_1}{C_2}$$

cette condition sera toujours remplie en prenant $C_1 = C_2$ car une porte inverseuse a toujours un gain A >> 1 (penser que l'on commute de quelques volts en quelques mV).

Régime permanent.

Si on fait une modélisation de la non linéarité au premier harmonique, on constate que le gain équivalent $\overline{N}$ est réel (aucun déphasage introduit) et négatif. L'équation qui caractérise le régime permanent est alors la suivante :

$$1+\overline{N}.B(j\omega)=0$$

(penser à un système qui donne une sortie finie avec une entrée nulle).

On constate que la solution qui donne la fréquence est exactement la même que celle que l'on avait pour le démarrage des oscillations. En régime permanent, la système va donc osciller à la pulsation ω_0 comprise entre ω_s et ω_p.

rqs :

- La résistance motionnelle r_m (modélisant les pertes dans le quartz) a peu d'incidence sur la fréquence d'oscillation. On pourra donc légitimement la négliger pour prédéterminer le comportement de l'oscillateur.
- La température a en revanche une incidence notable sur la caractéristique $X(\omega)$ de l'oscillateur (et donc sur ω_s et ω_p). Elle peut donc faire fluctuer la fréquence d'oscillation.
- A plus long terme, le vieillissement va, lui aussi, faire dériver lentement la fréquence de l'oscillateur (une ppm par an environ).

Quartz et stabilité en fréquence.

- L'intérêt d'utiliser un quartz comme élément du filtre sélectif est que ce dernier va conférer à l'ensemble un très grand facteur de qualité Q (de l'ordre de 10000 et plus !). L'oscillateur sera notamment très stable en fréquence. En effet, la relation $\overline{N}.B(j.\omega)=-1$ permet d'écrire $\mathrm{Arg}(\overline{N})+\mathrm{Arg}(B(j\omega))=\pi$ ce qui conduit à la fréquence d'oscillation. En différentiant la dernière relation , on trouve

$$\delta\theta+d\phi=0 \;\; (\phi \text{ argument de B}) \quad \text{soit} \quad \delta\theta=-\left(\frac{\partial\phi}{\partial\omega}\right)_{\omega_0}.d\omega$$

on peut alors écrire que $\dfrac{\delta\omega}{\delta\theta}\approx\dfrac{-1}{\left(\dfrac{\partial\phi}{\partial\omega}\right)_{\omega_0}}$

Dans le cas d'un filtre du second ordre, on a

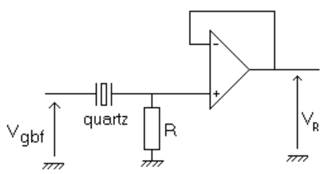
$$B(p)=\frac{G}{1+Q.\left(\dfrac{p}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{p}\right)}\approx\frac{G}{1+2.j.Q.\dfrac{\delta\omega}{\omega_0}} \quad \text{soit} \quad \phi\approx-\mathrm{Arc}\tan\left(2.Q.\frac{\delta\omega}{\omega_0}\right) \quad \text{et donc} \quad \frac{\delta\omega}{\delta\theta}\approx-2.Q/\omega_0$$

Le fait que le filtre de retour ait un fort coefficient de qualité permet donc de rendre l'oscillateur moins sensible aux éventuelles variations d'état de l'amplificateur (si les variations donnent lieu une variation de phase de ce dernier…).

Observations et mesures à effectuer.

- Caractérisation d'un quartz : maquette Graphoquartz (ENSC 326).

  Cette maquette permet d'étudier l'impédance d'un quartz dont la fréquence de résonance est de 32768 Hz (soit 2^{15} Hz). Cette fréquence est celle qui est utilisée pour réaliser la seconde dans les montres (oscillateur à quartz + compteur synchrone pour la division de fréquence). Le facteur de qualité étant très important (la notice donne 50000), il va falloir faire varier la fréquence de façon très précise pour détecter la zone (très étroite) de résonance. La plaquette permet justement ce contrôle fin de fréquence grâce à un potentiomètre délivrant une tension continue qui sera envoyé sur l'entrée VCO d'un GBF (prendre un Thandar). La sortie du GBF sera envoyée sur la seconde partie de la plaquette comportant le montage suivant :

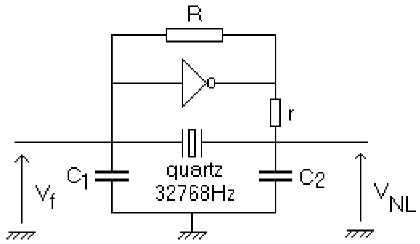


La tension V_R va permettre de récupérer une image du courant dans le quartz et donc de détecter la fréquence de résonance d'intensité de ce dernier. L'approche se fera avec le potentiomètre de réglage grossier. On utilisera le potentiomètre de réglage fin pour détecter précisément la fréquence de résonance. Les mesures de fréquence seront réalisées au fréquencemètre.

• Etude d'un oscillateur à quartz.(32768Hz) :

On choisit cet oscillateur car il permet d'éviter d'avoir à travailler à fréquence trop élevée (on évite alors les problèmes d'oscillations parasites, etc…ainsi que les problèmes de bande passante et de slew rate pour les éventuels amplificateurs opérationnels à ajouter au montage…). La porte inverseuse est réalisée avec une porte NAND à deux entrées reliées entre elles. On prendra une porte de type CMOS afin de pouvoir faire varier la tension d'alimentation.

$R=1M\Omega$; $r = 100\ k\Omega$; $C_1 = C_2 = 33\ pF$



- *démarrage des oscillations.*

On va utiliser le mode monocoup pour observer le démarrage des oscillations. On devra chercher à régler la base de temps en conséquence…

- *étude de la sortie en régime établi.*

En sortie de la porte logique (ou aux bornes de C_2), on observera une tension fortement distordue. En revanche, en entrée de la porte, on observe la sortie du filtre sélectif et la grandeur obtenue est nettement moins distordue (faire une analyse spectrale pour les deux signaux. Il faut noter que comme l'impédance d'entrée de l'oscilloscope est faible devant celle de la porte, on ne peut pas brancher directement ce dernier pour mesurer V_f, sous peine de modifier notablement le comportement du circuit ! Quelle solution simple peut-on apporter à ce problème de visualisation ?

Mesurer la fréquence et l'amplitude des oscillations. Quel élément fixe l'amplitude des oscillations ? Faire varier la tension d'alimentation de la porte inverseuse et observer les oscillations.

- Faire débiter l'oscillateur sur une résistance de sortie (qq kΩ) et mesurer la fréquence d'oscillation. Quel est le problème posé ? Comment l'éviter ?
- Appliquer le souffle d'un sèche cheveux sur le quartz et mesurer la fréquence d'oscillations au fréquencemètre.

• Application : fabrication de la seconde pour une montre :

On utilisera pour cela la maquette ENSC qui est constituée d'un oscillateur à quartz et d'un diviseur de fréquence (compteur synchrone) permettant une division par 2^{15}. Mesurer la fréquence obtenue en sortie au fréquencemètre.

remarque pratique.

- Attention à l'ordre de grandeur de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope devant l'impédance d'entrée de la porte inverseuse.
- Choisir une alimentation stabilisée permettant de porter la tension d'alimentation de la porte de 0 à 10 ou 15V (choisir une porte supportant toutes ces tensions de polarisation).
- Il n'est pas évident de calculer la valeur de r. Essayez de prendre des valeurs inférieures à 100kΩ et vous verrez que ça ne marche pas…