

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

DIVISION ET MULTIPLICATION DE FREQUENCE

DE QUOI S'AGIT-IL ?

On sait qu'une lame de quartz permet de réaliser des oscillateurs d'une extrême stabilité, très facilement et à peu de frais. Le plus souvent, on relie les deux électrodes de cette lame à l'entrée et à la sortie d'une porte logique (ici utilisée en amplificateur), et le tout entre en oscillation.

Cela dit, un oscillateur à quartz, pour avoir une bonne stabilité, doit fonctionner à une fréquence relativement importante. L'horlogerie économique a popularisé les quartz à 32 768 et 65 536 Hz, qui reviennent au fabricant de montres moins de 1 F pièce (sinon, comment pourrait-il vendre des montres - avec piles - à moins de 10 F ?). Mais il faut bien reconnaître que la stabilité de tels quartz est loin de ce que l'on peut attendre d'autres modèles oscillant à plus haute fréquence.

Oh, admettons qu'une stabilité de l'ordre de quelques cent millièmes correspond à une dérive de quelques secondes par jour, ce qui n'est pas mal pour une montre. Mais un bon quartz peut être précis à moins de 10^{-7} , soit un dix millionième.

Seulement, voilà : un oscillateur à quartz fournit **une seule** fréquence, alors que l'on a souvent besoin de toute une gamme de fréquences différentes pour étalonner des

instruments, et pour bien d'autres applications.

Le but de cet article est de préciser comment, à partir d'une fréquence F bien déterminée, généralement fournie par un oscillateur à quartz, on peut obtenir d'autres fréquences, multiples et sous-multiples de F .

VOYONS D'ABORD L'OSCILLATEUR

Peut-on remplacer le quartz par autre chose et obtenir quand même des fréquences bien définies ? Si l'on se contente d'une précision modeste, c'est faisable. Le brave « 555 des familles », si connu des amateurs, est à peu près ce que l'on fait de mieux dans le genre : en variant sa tension d'alimentation dans le rapport 1 à 2, on ne change pas sa fréquence d'oscillation de plus de 1 %.

S'il s'agit d'accorder un instrument de musique, cela suffit pour des oreilles pas trop

« exigeantes ». Encore convient-il de préciser que la période d'un multivibrateur à 555 est proportionnelle à la capacité du condensateur utilisé dans sa réalisation, or cette capacité peut varier notablement en fonction de la température.

Donc, dès que l'on veut une stabilité meilleure que 1/1000, il est préférable d'utiliser un quartz. Si l'on vise mieux que 1/10 000, alors cela devient indispensable.

Presque tout le monde connaît l'oscillateur à quartz monté avec une porte logique. La figure 1 en donne un exemple, en supposant que l'on a utilisé une porte « NAND », par exemple un quart de HEF 4011. Cela fonctionne tout aussi bien avec une porte « NOR » (un quart de HEF 4001).

Le résistor R est là pour amener l'entrée de la porte à un potentiel moyen proche de celui pour lequel le potentiel de sortie passe du niveau bas au niveau haut. Cela n'est possible qu'en raison du fait

que la porte, avec ses entrées interconnectées, joue le rôle d'un inverseur.

En effet, la figure 2 montre, en trait plein, la courbe donnant le potentiel de sortie, V_o , de la porte en fonction du potentiel d'entrée V_i (les deux entrées réunies entre elles). Si l'on réalise $V_o = V_i$ (en reliant la sortie aux entrées par un résistor, étant donné que la consommation de courant à l'entrée est pratiquement nulle dans les circuits CMOS), le point P , dont les coordonnées représentent les valeurs de V_i et V_o du circuit, doit être sur la première bissectrice des axes (tracée en traits mixtes).

Une petite remarque linguistique en passant. Pourquoi désigne-t-on toujours un quartz par « X » ou « Xtal » ? Cela vient d'une « astuce » américaine. Le X fait penser à une croix, donc au Christ : mettez « al » après, et cela ressemble (un peu) à « cristal », exactement comme, aux USA, on écrit « Xmas » pour « Noël » (Christmas en anglais).

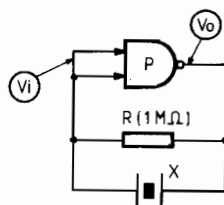


Fig. 1. - On peut réaliser un oscillateur à quartz avec une porte « NAND » (par exemple un quart de HEF 4011) ou une porte « NOR », mais cette solution est peu recommandée pour un oscillateur de précision.

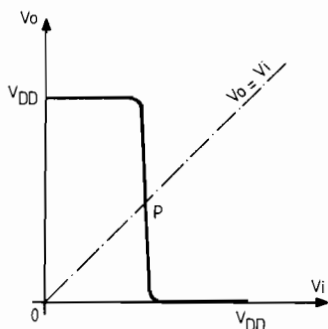


Fig. 2. - Dans l'oscillateur de la figure 1, le résisteur R est là pour amener la valeur moyenne du potentiel de sortie de la porte, V_o , à être égale à la moyenne de celui de l'entrée, V_i . On place ainsi le point de fonctionnement, P, au milieu de la partie active de la caractéristique $V_o = f(V_i)$ de la porte, utilisée ici en amplificateur inverseur.

UN QUARTZ QUELQUE PEU MALMENE

L'oscillateur de la figure 1, s'il est fort simple, est tout de même rudimentaire, pour de nombreuses raisons. D'abord, il fait traverser le quartz par un courant alternatif un peu élevé, surtout quand la porte est alimentée sous 12 V (cas qui se rencontre dans les CMOS, mais pas dans les HCMOS, alimentés sous 5 V).

Ensuite, il produit une oscillation pas très « pure », un peu modulée erratiquement en phase par du bruit. Le quartz, nettement surmené, produit, en plus de sa fréquence normale, des oscillations parasites.

Autrement dit, la solution de l'oscillateur « à porte » est à limiter dans le cas d'un quartz de qualité moyenne.

Alors, que faire si l'on veut utiliser mieux un résonateur à quartz (on le nomme résonateur, car on utilise sa résonance pour lui faire jouer le rôle de filtre ultra-sélectif) ? Le mieux est l'oscillateur dit « Pierce », dont la figure 3 indique le schéma.

Dans ce schéma, T est un FET, c'est-à-dire un transistor à effet de champ (2N3819, 2N4416, BF 245, etc.). Il est monté en amplificateur, et sa tension de sortie est appliquée, à travers le quartz, à sa grille (ou porte). Les deux condensateurs C_1 et C_2 sont là pour que les tensions présentes aux deux extrémités du quartz soient en opposition de phase. Le condensateur C_3 est là pour ne transmettre que la composante haute fréquence du potentiel de drain du FET.

UNE STABILISATION AUTOMATIQUE D'AMPLITUDE

Ce montage a un avantage très intéressant : il s'adapte à la qualité de la lame de quartz, ajustant le gain du FET à la valeur voulue. En effet, supposons que l'amplitude d'oscillation soit trop grande (la lame de quartz ayant une excellente surtension, le FET ayant une pente élevée). Il en résultera une grande amplitude HF sur la grille du FET.

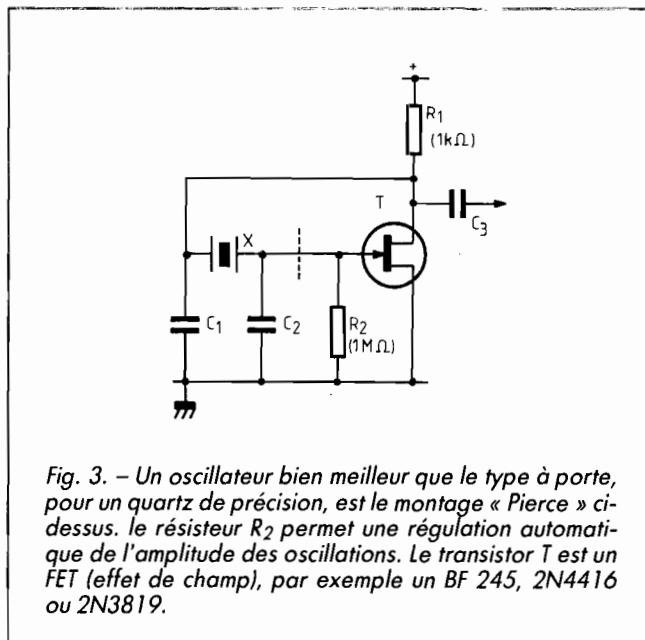


Fig. 3. - Un oscillateur bien meilleur que le type à porte, pour un quartz de précision, est le montage « Pierce » ci-dessus. Le résisteur R_2 permet une régulation automatique de l'amplitude des oscillations. Le transistor T est un FET (effet de champ), par exemple un BF 245, 2N4416 ou 2N3819.

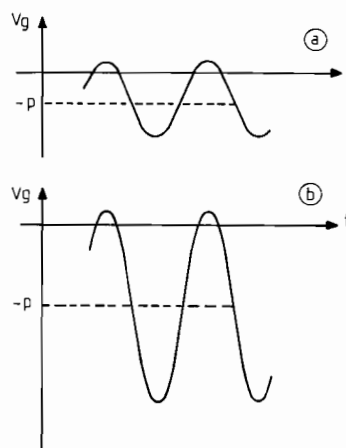


Fig. 4. - Si l'amplitude de l'oscillation est faible (a), la polarisation moyenne $-p$ de la grille du FET est petite. Si cette amplitude augmente (b), comme V_g ne pouvant être qu'exceptionnellement positif, du fait du courant grille-source, la polarisation $-p$ devient plus négative, réduisant le gain du FET, ce qui stabilise automatiquement l'amplitude.

Cette grille va devenir positive pendant une partie de la période. A ce moment, la jonction grille-source du FET devenant conductrice, un petit courant va passer dans cette jonction. Or aucun courant continu ne peut passer dans le

quartz ni dans C_2 , donc ce courant se refermera par R_2 . Ce résisteur a une résistance très grande, donc le potentiel moyen de la grille va devenir négatif, jusqu'à ce que le potentiel instantané de la grille ne dépasse que très peu de

temps, à chaque période, la valeur zéro.

Autrement dit, le potentiel de grille va varier comme le montre la figure 4. En (a), nous avons supposé que l'amplitude HF était faible, ce qui entraîne une valeur assez peu négative du potentiel moyen - p, de la grille du FET.

En (b), en revanche, l'amplitude HF appliquée à la grille du FET est élevée. Comme les crêtes positives sont à peu près « nivelées à zéro » par le courant grille, on voit que, alors, la valeur moyenne du potentiel de grille est devenue bien plus négative.

Or plus ce potentiel moyen est négatif, plus la pente (ou transconductance) du FET se trouve réduite, diminuant le gain de ce dernier. Il en résulte un effet de stabilisation automatique de l'amplitude.

NOUS ALLONS « INFLUENCER » UN PEU LE QUARTZ

Plusieurs réalisateurs de quartz indiquent un montage (généralement du type de celui de la fig. 3), avec les valeurs des composants à utiliser, pour que leur quartz fonctionne correctement à la fréquence théorique indiquée sur le boîtier.

Mais il est souvent nécessaire de « corriger » un peu la fréquence d'oscillation, quand ce ne serait que pour compenser la « dérive », très faible mais inévitable, de la fréquence d'oscillation de la lame.

On y arrive, dans le montage de la figure 3, en interposant, au point marqué par un pointillé, entre le fil de droite du quartz et le haut du condensateur C_2 , un petit condensateur ajustable (suivant la fréquence du quartz, ce sera un 1-10 pF ou un 3-30 pF). Il agira très légèrement sur la fréquence d'oscillation.

C'est d'ailleurs très heureux qu'il agisse fort peu : cela montre que l'oscillateur est stable, et fort peu influencé par les valeurs des compo-

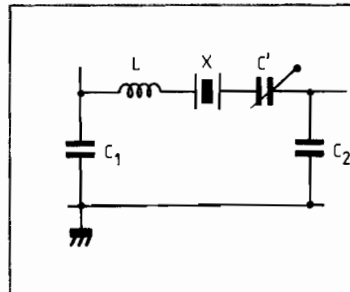


Fig. 5. - On peut modifier légèrement (de quelques cent millièmes) la fréquence de l'oscillation, par ajustage du condensateur série C' . Il s'agit d'ailleurs de neutraliser l'effet de la capacité parasite C_0 du quartz par le bobinage L , qui résonne avec C_0 sur la fréquence de l'oscillation.

sants. On arrive à une variation qui peut s'approcher de 1/200 000.

Si l'on veut augmenter un peu l'influence de ce condensateur ajustable sur la fréquence, sans compromettre notablement la qualité de l'oscillateur, il est bon de « neutraliser » l'effet de la capacité parasite du quartz par un bobinage série, comme le montre le schéma partiel de la figure 5 (le reste de l'oscillateur est identique à celui de la fig. 3).

Une lame de quartz se présente, tout à fait en dehors de sa fréquence de résonance F , comme un condensateur de capacité C_0 .

On utilise un bobinage L de valeur telle que C_0 l'accorde sur la fréquence F .

Si, par exemple, la fréquence F est de 1 MHz, la capacité C_0 étant de 4 pF, le calcul indique qu'il faut un bobinage de 6,33 mH pour accorder 4 pF sur 1 MHz.

Rappelons, à ce propos, deux

formules très simples pour déterminer les circuits oscillants en haute fréquence.

La première est approximative, mais d'un emploi particulièrement immédiat. Si l'on a la fréquence F d'oscillation, cette fréquence correspond à une valeur λ de la longueur d'onde (300 m pour $F = 1$ MHz, 60 m pour $F = 5$ MHz, etc.). On divise cette longueur d'onde (en mètres) par deux, et cela donne la valeur de la capacité en picofarads et celle du coefficient de self-induction en microhenrys.

Exemple : oscillation sur 2 MHz ($\lambda = 150$ m), on prendra 75 pF et 75 μ H (on peut aussi multiplier la valeur de l'un des composants par un nombre n quelconque et diviser celle de l'autre par n , en prenant, par exemple, $C = 3 \times 75 = 225$ pF et $L = 75/3 = 25$ μ H). Un calcul rigoureux indique que, avec 75 pF et 75 μ H, l'oscillation est à 2,21 MHz, au lieu de 2 (soit une erreur de 6 % seulement).

La seconde, plus rigoureuse, consiste à appliquer la formule pratique :

$1 \times c = 25 \ 330 / f^2$ où :
 1 est le coefficient de self-induction en **microhenrys** ;
 c est la capacité en **picofarads** ;
 f est la fréquence en **mégahertz**.

Avec l'insertion de la bobine L , on augmente un peu l'action de C' sur la fréquence, allant éventuellement jusqu'à 1/100 000 de variation relative (10 Hz pour 1 MHz).

RAFFINEMENTS DE L'OSCILLATEUR

Si l'on veut une stabilité parfaite, il faut évidemment mettre la lame de quartz dans un thermostat. Normalement, les quartz de précision sont conçus pour avoir une sensibilité à la température qui s'annule vers 55 ou 60 °C, aussi est-ce à cette valeur que l'on règle le thermostat.

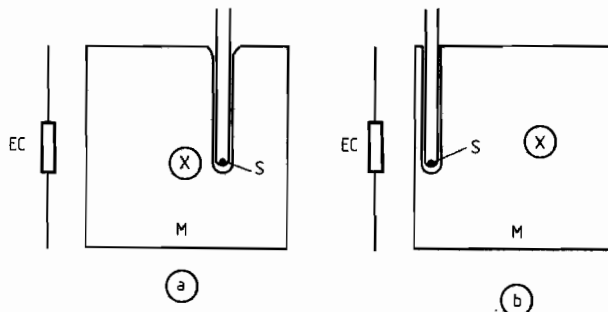


Fig. 6. - Un thermostat comporte un élément chauffant (EC), une masse métallique M (dans laquelle un trou est prévu pour loger le quartz X , et une sonde S , sensible à la température. La disposition (a) (sonde proche de X) est bien moins bonne que la disposition (b) (sonde étroitement couplée thermiquement à l'élément chauffant).

La réalisation de ce dernier est bien plus simple qu'on ne le croit généralement. Il convient toutefois de corriger certaines idées inexacts sur les thermostats.

Bien des gens pensent que l'on doit disposer l'élément chauffant EC du thermostat, le quartz X et la sonde (sensible à la température) comme sur la figure 6 (a), pour que la sonde S soit aussi près que possible du quartz. Le bloc de métal, M, dans lequel est logé le quartz, et où l'on a fait un trou pour la sonde, est là pour donner à l'ensemble une certaine inertie thermique.

Or la disposition de la figure 6 (a) est défavorable, car il y a un mauvais « couplage thermique » entre la sonde et l'élément chauffant. On relève, lors du fonctionnement, des fluctuations assez importantes de la température de l'élément chauffant.

La bonne solution est, paradoxalement, de réaliser un couplage thermique aussi étroit que possible entre EC et S, comme le montre la figure 6(b). Ainsi, on stabilise la température de EC, avec de faibles fluctuations de la température de EC. Si la déperdition thermique entre le bloc de métal M et l'ambiance est faible, et à peu près constante, on aura une stabilisation bien meilleure de la température du quartz.

Et comment réaliser l'élément chauffant lui-même ? Plutôt que de bobiner du fil résistant, le mieux est d'utiliser la cha-

leur dégageée par un transistor de puissance, en dissipation sur son collecteur.

On arrive donc, par exemple, au schéma de la figure 7, qui surprend beaucoup quand on ne connaît pas le rôle exact de T₃, qui semble n'avoir pas de « sortie » (en fait, son « signal de sortie » est... de la chaleur).

Le fonctionnement de l'ensemble est facile à comprendre : le diviseur R₂-R₃ porte l'émetteur de T₁ (dont le courant collecteur sera toujours extrêmement faible) à environ 6 V, puisque les résistances de ces résisteurs sont égales.

Donc, tant que le résistor à Coefficient de Température Négatif (CTN) n'a pas atteint la température de stabilisation, sa résistance est supérieure à celle de R₁, il y a du courant dans T₁, ce qui débloque T₂, dont le courant collecteur commande la base de T₃. Ce dernier, avec 12 V collecteur-émetteur, peut dégager une puissance thermique de 18 W, par exemple, si l'on a limité son courant collecteur à 1,5 A (c'est la valeur de R₆ qui commande ce courant). Il chauffe donc le bloc de métal sur lequel on l'a placé, bloc qui contient, tout près du transistor, la sonde à CTN, et, plus loin, une cavité où est logé le quartz.

Dès que la température de la sonde atteint une certaine valeur, le potentiel de la base de T₁ baisse, les courants dans les trois transistors diminuent, arrivant même à zéro, le métal

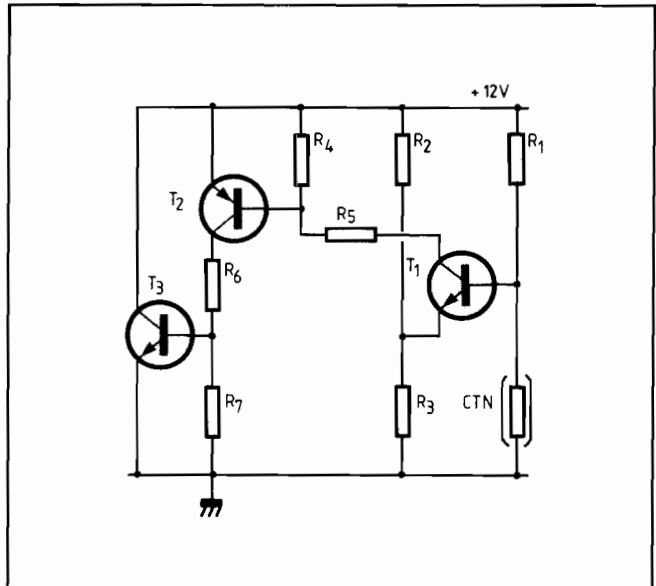


Fig. 7. - Schéma possible de thermostat. Quand la sonde à Coefficient de Température Négatif (CTN) détecte un abaissement de température, sa résistance augmente, T₁ devient conducteur, ce qui fait passer du courant dans T₂ (courant limité par R₅). Le courant collecteur de T₂, limité par R₆, fait passer du courant dans T₃, qui chauffe, constituant ainsi, lui-même, l'élément chauffant du thermostat.

refroidit un peu, et cela recommence.

Un autre raffinement consiste à ne pas utiliser directement la sortie de l'oscillateur pour alimenter les différents circuits dont nous parlerons plus loin. En effet, en « chargeant » plus ou moins l'oscillateur par les circuits qu'il doit commander, on arrive ainsi à modifier un peu le gain du FET, ce qui peut réagir sur le quartz.

On aura donc intérêt à relier le condensateur C₃ de la fi-

gure 3 à un étage « collecteur commun » (ou « emitter-follower »), réalisant ainsi un « séparateur » entre l'oscillateur et les circuits d'utilisation.

A la sortie de cet étage collecteur commun, il est bon d'attacher une porte logique, de préférence un « trigger de Schmitt » (un quart de circuit HEF 4093) pour disposer, en sortie, d'un signal rectangulaire de forte amplitude, nécessaire pour l'attaque des diviseurs.

Nous trouverons donc, après le condensateur C₃ de la figure 3, le montage de la figure 8. Le diviseur R₁-R₂ polarise la base de T à un potentiel supérieur d'environ 0,6 V à la moitié de la tension d'alimentation E, pour que le potentiel de l'émetteur de T oscille autour d'une valeur moyenne proche de E/2.

La porte « NAND Schmitt » P transforme le signal d'entrée en signal rectangulaire d'amplitude proche de E.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

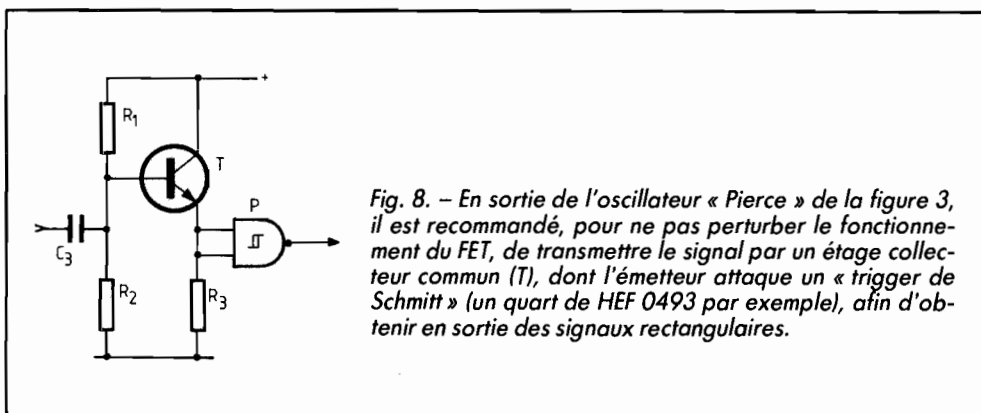


Fig. 8. - En sortie de l'oscillateur « Pierce » de la figure 3, il est recommandé, pour ne pas perturber le fonctionnement du FET, de transmettre le signal par un étage collecteur commun (T), dont l'émetteur attaque un « trigger de Schmitt » (un quart de HEF 0493 par exemple), afin d'obtenir en sortie des signaux rectangulaires.