

L'Oscillateur Pierce du PICmicro®

Michel Stokowski, ON6ST

Condensé : L'oscillateur PIERCE à cristal a un peu acquis ses lettres de noblesse grâce aux composants digitaux qui nécessitent un signal de cadencement stable et précis. Le microcontrôleur, qui s'est entre-temps imposé dans les réalisations chez les amateurs, fait aussi largement appel à cet oscillateur. Cependant, malgré son apparente simplicité, cet oscillateur peut révéler des surprises lors de sa mise en oeuvre. Bien comprendre les différents aspects de son fonctionnement est donc essentiel. C'est l'objet de ce qui suit et le PICmicro®, composant de choix, a été choisi pour cette démarche.

1- Préambule

Selon la loi de Murphy, l'oscillateur d'un PICmicro® peut générer des soucis simplement parce qu'il en a décidé ainsi. Il peut également montrer des signes de défaillance si aucune attention particulière n'a été apportée dans le choix de ses éléments ou si il est amené à fonctionner dans des conditions particulières.

Une méconnaissance du fonctionnement d'un oscillateur peut accentuer la difficulté rencontrée en plaçant son utilisateur devant une suite d'interrogations dont les réponses ne sont pas nécessairement évidentes.

L'objectif de cette description est de prodiguer les premiers éléments destinés à améliorer cette compréhension du fonctionnement de l'oscillateur du PIC® ainsi que de rendre la lecture de certaines sources d'information plus abordable.

Il ne s'agit pas de présenter ici une méthode de calcul exhaustive de cet oscillateur mais plutôt d'aider le lecteur à mettre le pied à l'étrier en démystifiant le sujet. Ce chapitre est donc plutôt à considérer comme étant une trousse de premier secours. Un problème bien identifié sera déjà à moitié résolu !

En résumé, le but n'est pas de décrire en raison de quelle théorie ça fonctionne, mais de montrer comment cela fonctionne et pourquoi cela pourrait ne pas ou mal fonctionner.

Conventions typographiques

Les indices inférieurs sont réservés aux grandeurs électriques, ex. : U_o pour une tension de sortie.

Les indices supérieurs notés sur un terme renvoient à une ou plusieurs références en bibliographie située en fin de chapitre. Ex. : Le gain^{2,4}.

Les chiffres entre crochets '['] renvoient vers une expression ou une formule citée auparavant dans le texte. Les chiffres entre parenthèses '()' renvoient vers un numéro de figure.

Afin d'alléger l'écriture au maximum et de favoriser la clarté du propos, les grandeurs électriques sont considérées, sauf mention particulière, comme étant des valeurs instantanées.

Les réactances sont toujours nommées par la lettre 'X', avec en indice, le composant auquel cette réactance se rapporte. Ex. : X_{C1} pour le module de $1/\omega C_1$. Si il s'agit d'une grandeur imaginaire, cette même réactance apparaîtra sous la forme $-jX_{C1}$.

Z sera une impédance dans sa forme imaginaire, soit $Z = R \pm jX$. $|Z|$ sera donc le module de cette même impédance soit $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$.

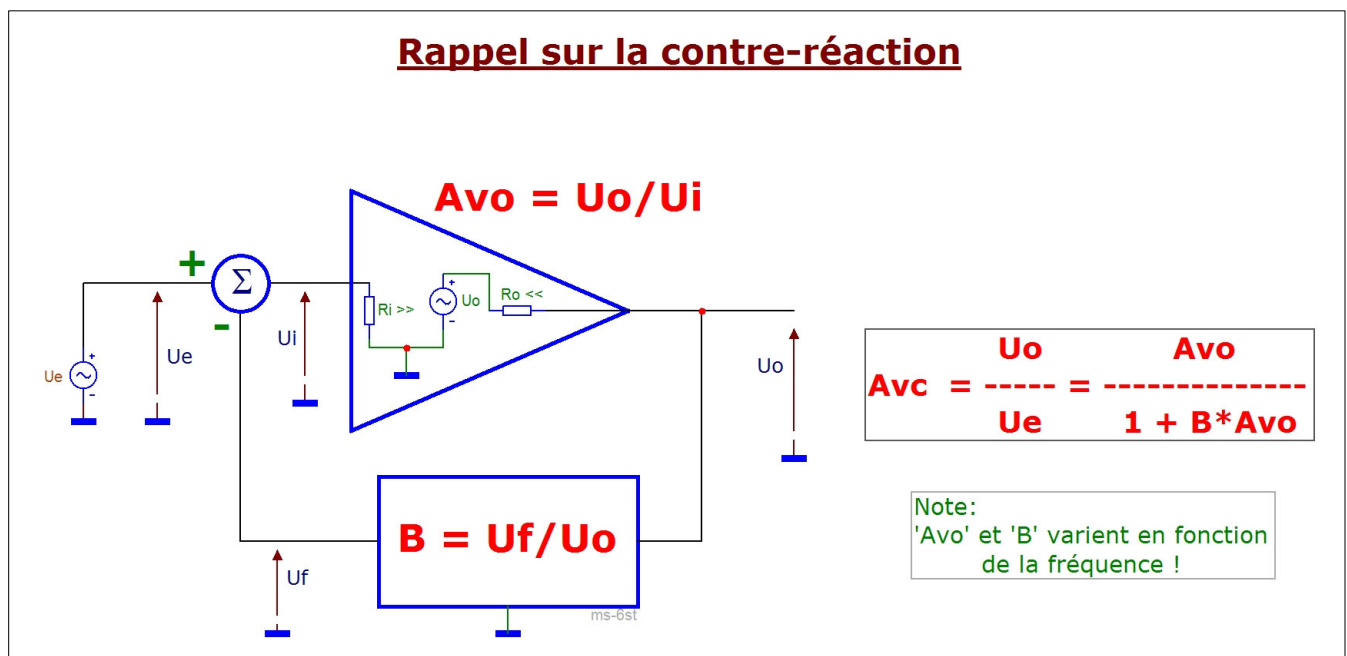
2- Rappel sur l'amplificateur et sa contre-réaction

Le rôle d'un amplificateur est, dans un sens général, d'amplifier un signal électrique, donc une tension ou un courant, afin que la charge raccordée à sa sortie puisse elle-même remplir un rôle bien défini.

Afin de remplir cette fonction dans de meilleures conditions, un amplificateur est très souvent muni d'une boucle de retour réappliquant une fraction de son signal de sortie en entrée via une boucle appelée « boucle de contre-réaction ».

Cette technique est très bénéfique et son intérêt n'est plus à démontrer. Elle permet d'améliorer notablement les performances de l'ampli comme les impédances d'entrée et de sortie, sa bande passante et sa distorsion. La figure 1 illustre cela et on se limitera dans ce rappel au principe de la contre-réaction en tension.

Figure 1



Remarquons d'abord les deux blocs principaux : le triangle pour l'ampli et le rectangle pour la boucle de contre-réaction. Une fraction de la tension de sortie, soit U_f , est donc prélevée via le bloc de contre-réaction et ramenée à l'entrée de l'ampli via un soustracteur.

Le bloc B est un réseau pouvant être constitué, par exemple, d'éléments passifs, actifs ou simplement de résistances, cas auquel nous nous limiterons pour l'instant. Le signal d'entrée U_e appliqué au système est, quant à lui, diminué de U_f et la différence U_i est ensuite appliquée à l'entrée même de l'ampli.

On considère l'ampli comme étant parfait, sa résistance d'entrée est donc infinie et sa résistance de sortie nulle.

Le gain de l'ampli en boucle ouverte, c-à-d sans contre-réaction, est donc $A_{vo} = \frac{U_o}{U_i}$. Quel que soit le débit demandé en sortie, cette relation sera toujours vérifiée dans notre hypothèse d'ampli parfait. A_{vo} est donc un gain en tension et à circuit extérieur ouvert.

Quelques manipulations algébriques des grandeurs mises en présence permettent d'établir le gain du système en boucle fermée A_{vc} qui est donc le rapport qui lie la tension de sortie U_o à la tension d'entrée U_e . Cette dernière est appliquée à un ensemble formé par l'ampli et sa contre-réaction. Il est important de noter que A_{vo} et B peuvent varier en fonction de la fréquence. Donc, leur valeur (module) et leur phase pourront être variables en fonction de la fréquence du signal U_e appliqué à l'entrée dans un cas plus réel.

On aura ainsi A_{vc} , le gain du système en boucle fermée, qui est donc le gain de l'amplificateur rebouclé par sa contre-réaction:
$$A_{vc} = \frac{U_o}{U_e} = \frac{A_{vo}}{1+B \cdot A_{vo}} \quad [1]$$

La valeur de B évolue entre l'unité et des valeurs inférieures à 1. En effet, on ne peut ramener des valeurs plus grandes que U_o en entrée pour un circuit résistif. Pour $B = 0$, il n'y a plus de contre-réaction et $A_{vc} = A_{vo}$. Pour $B = 1$, il y aura contre-réaction totale et le gain en boucle fermée sera proche de 1. Dans ce dernier cas, au plus A_{vo} sera grand, au plus faible sera l'erreur sur le gain A_{vc} .

3- Définition du gain de boucle

La quantité ' $B \cdot A_{vo}$ ' située au dénominateur de l'expression [1] du gain en boucle fermée A_{vc} s'appelle le gain de boucle ou encore le gain en boucle ouverte mais du système complet.

Pour éviter une confusion avec le gain en boucle ouverte de l'ampli pris séparément, nous garderons la définition « gain de boucle » pour ' $B \cdot A_{vo}$ ' dans la suite du texte.

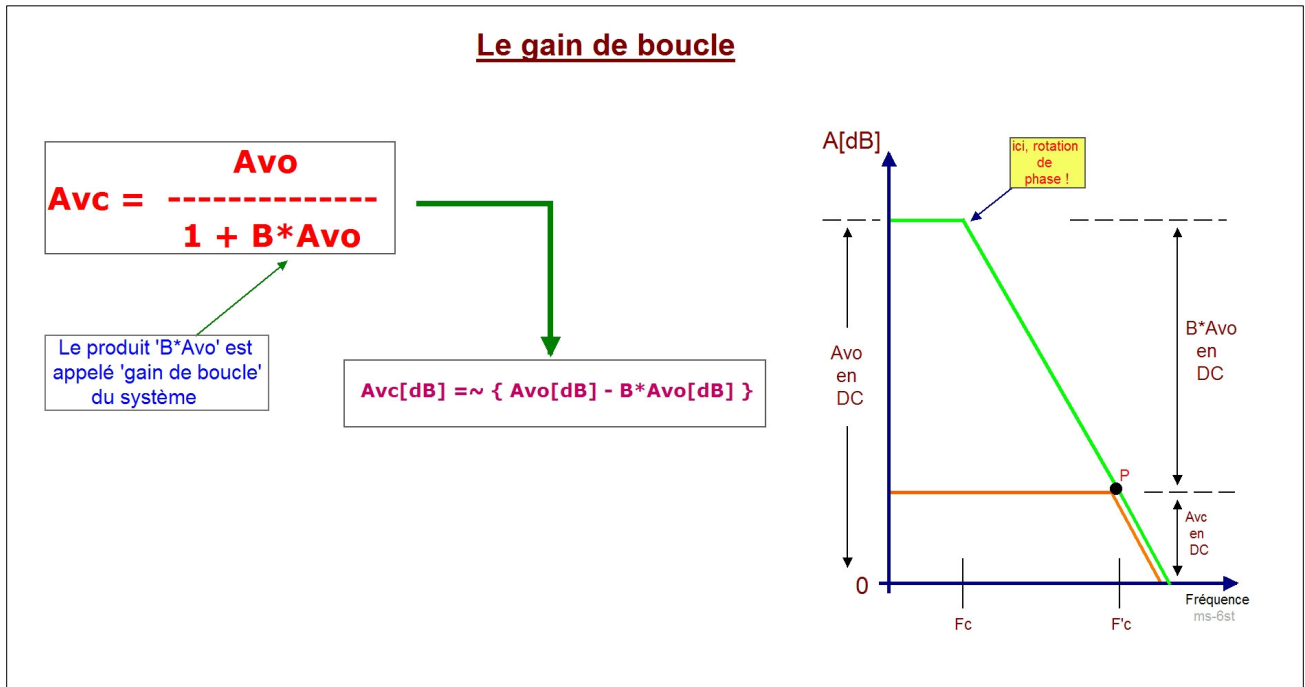
Dans la pratique, Il est plus aisé de manipuler et de représenter tous ces gains exprimés en décibels (dB). Le gain A_{vc} exprimé en dB vaudra donc : $A_{vc[dB]} = 20 \cdot \log_{10}(A_{vc})$.

En utilisant les propriétés des logarithmes, on pourra donc également exprimer la fraction de l'équation [1] en dB.

Si on néglige le '1' du dénominateur qui est le plus souvent de loin inférieur à 'B*A_{vo}' en pratique, on arrive rapidement à l'expression finale du gain en boucle fermée, soit :

$$A_{vc[dB]} = A_{vo[dB]} - (B \cdot A_{vo})_{[dB]} \quad [2]$$

Figure 2



Portée sur un petit graphique, l'allure de cette expression en dB s'illustre à droite de la fig. 2. La fréquence est portée sur l'axe des abscisses et le gain en dB sur celui des ordonnées.

Le contour délimité en vert est donc celui du gain A_{vo}. L'expression [2] nous montre immédiatement que A_{vo} est la somme de 'B*A_{vo}' et de A_{vc}, le tout exprimé en dB.

Le cas représenté est déjà plus général car on constate une diminution du gain en boucle ouverte A_{vo} à partir d'une certaine fréquence de coupure F_c. Vous remarquerez également un des bienfaits de la contre-réaction car la bande passante du gain A_{vc} en boucle fermée a été élargie, la « cassure » due à la fréquence de coupure F'_c se situant au point 'P'. Il est également important de souligner qu'à ce même point P, le gain de boucle vaut 0 dB.

Il est également utile de noter qu'à la fréquence de coupure où se produit une « cassure » dans le gain correspond également une rotation de phase. Par exemple, un déphasage de 45° se produit à F_c entre la tension de sortie U_o et la tension d'entrée correspondante U_i présente, à cet instant, sur l'entrée de l'ampli.

Il en sera de même pour le gain en boucle fermée au point 'P', mais entre U_o et U_e cette fois. A un écart en fréquence égal à une décade d'un point de coupure, ce déphasage atteindra une valeur de -90° environ ($-84,2^\circ$ exactement). Dans la zone « horizontale » du gain, le déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie est nul.

4- Exemple

Afin de consolider ce qui a été vu jusqu'à présent voyons cela au moyen d'un petit exemple chiffré illustré en figure 3.

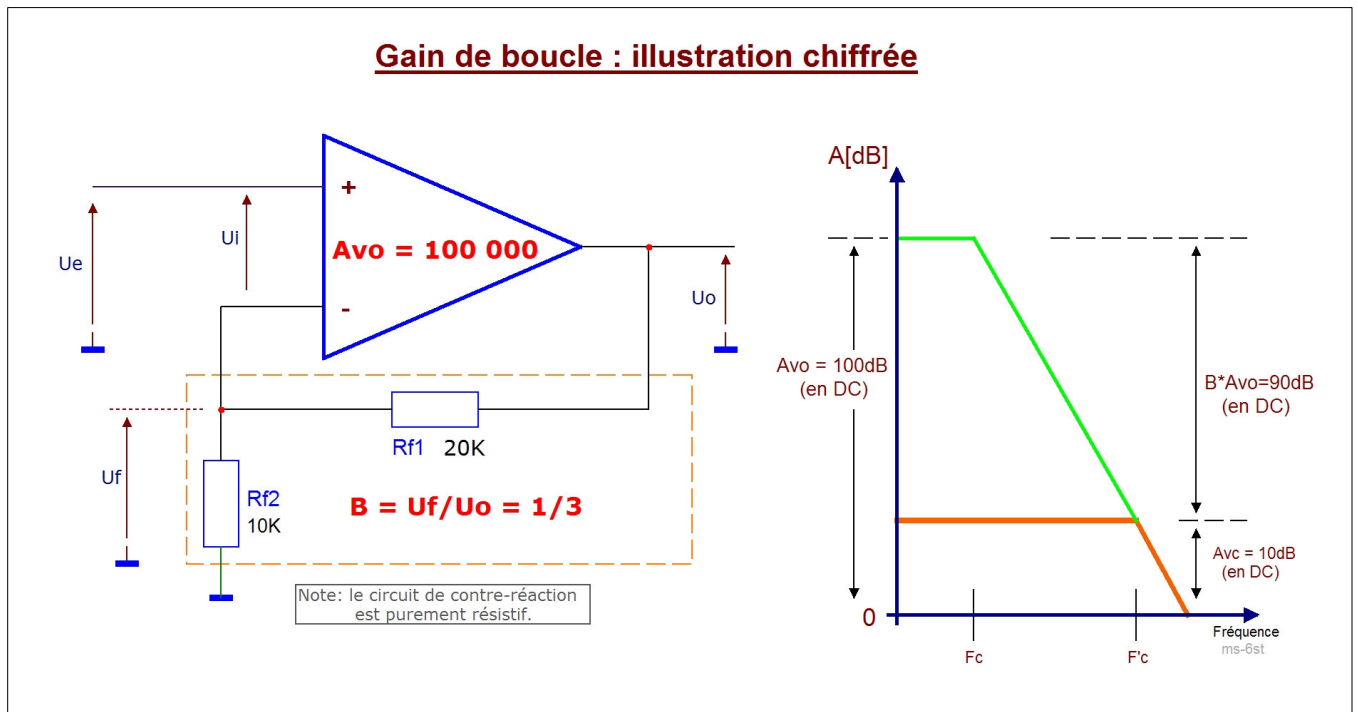
Notre ampli présente un gain en boucle ouverte de 100 000 à fréquence nulle. Nous aurons donc, si ce gain est exprimé en dB :

$$A_{vo[dB]} = 20 \cdot \log_{10}(100\,000) \text{ soit } A_{vo} = 100 \text{ dB.}$$

Le circuit de contre-réaction est constitué par un diviseur de tension formé par les résistances R_{f1} et R_{f2} , respectivement de $20k\Omega$ et de $10k\Omega$.

$$U_f \text{ vaudra donc : } U_f = U_o \cdot \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \text{ et } B \text{ vaudra ainsi : } B = \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 20k\Omega} = \frac{1}{3}$$

Figure 3



Nous aurons donc un gain de boucle valant : $B \cdot A_{vo} = \frac{100000}{3} = 33333$. Ce qui nous fera, exprimé en dB : $(B \cdot A_{vo})_{[dB]} \approx 90 \text{ dB}$ à fréquence nulle.

Le graphique nous permet de déduire maintenant la valeur du gain en boucle fermée du système grâce à l'expression [2].

Et donc :

$$A_{vc[dB]} \approx 100dB - 90dB \approx 10 \text{ dB.}$$

On peut vérifier cela aisément en repartant de l'expression [1] :

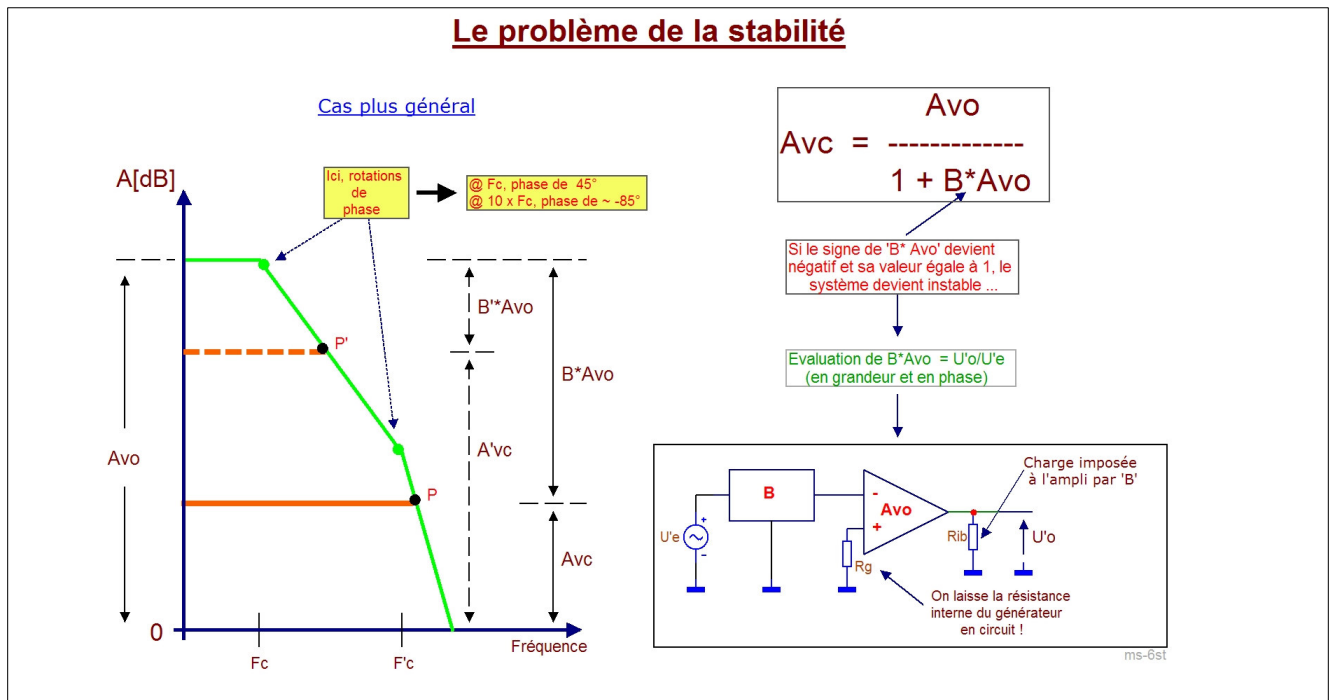
$$A_{vc} = \frac{100000}{1 + \frac{100000}{3}} = 2,99.$$

En convertissant cette valeur en dB, on aura $A_{vc[dB]} = 20 \cdot \log_{10}(2,99)$ soit $A_{vc} \approx 10 \text{ dB.}$

5- Le problème de la stabilité

En électronique, les choses n'aboutissent pas nécessairement comme on le souhaite et cela pour diverses raisons. L'amplificateur n'échappe pas à cette règle et il peut montrer des signes d'instabilité dans des cas particuliers. Ceci se peut se traduire de diverses manières : phénomène de « peaking » à une fréquence déterminée ou tendances à l'oscillation. La figure 4 illustre l'origine du problème.

Figure 4



Si le gain de boucle ' $B \cdot A_{vo}$ ' vient à changer de signe et si sa valeur arrive à l'unité, on voit que le résultat de l'expression [1] donnée pour A_{vc} devient indéterminé. Il y a donc naissance d'une instabilité dans le système.

Comment cela peut-il se produire ? Soulignons d'abord qu'une rotation de phase de $\pm 180^\circ$ revient à inverser le signe d'une grandeur électrique en régime alternatif. Imaginons aussi que les fréquences de coupure F_c et F'_c de la figure soient éloignées de plus d'une décade.

On y voit que pour une valeur de ' $B \cdot A_{vo}$ ' importante, l'intersection de la ligne de gain A_{vc} (en trait plein) avec le contour du gain A_{vo} se produit au point P, lui-même situé bien au-delà de F'_c . A cet endroit, le gain de boucle ' $B \cdot A_{vo}$ ' a déjà subi deux rotations de phase et vaut 0 dB. On peut donc s'attendre à un déphasage proche de -180° au vu de l'écart en fréquence entre F_c et F'_c .

On constate donc que les deux conditions nécessaires à générer une oscillation sont réunies. Ces conditions sont souvent évoquées sous le vocable de « critères de BARKHAUSEN ».

Enfin, il reste à souligner que ces conditions d'instabilité seront plus vite réunies pour un gain faible en boucle fermée, c-à-d pour une contre-réaction forte. Donc pour des valeurs de B plus proches de l'unité. Au plus grand sera le gain de boucle, au plus grande sera la probabilité d'avoir également une rotation de phase suffisante dans un système quelconque à ' $B \cdot A_{vo}$ ' = 0 dB.

Au point P' du graphe, c-à-d pour un gain en boucle fermée A'_{vc} , on voit que le gain de boucle aura subi, dans le pire des cas, une rotation de 90° . Le risque d'instabilité est donc plus faible avec un gain en boucle fermée plus important.

En pratique, on se ménage ce que l'on appelle une marge de phase que l'on place à 45° . C'est-à-dire que l'on admettra une rotation de phase de $-180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$ au passage du gain de boucle à 0 dB. Dans ces conditions, tout risque d'oscillation sera écarté.

L'évaluation du gain de boucle prend donc toute son importance quand on sait que, en pratique, l'amplificateur et son réseau de contre-réaction peuvent être très dépendants de la fréquence et qu'ils sont dans ce cas aussi sujets à un déphasage plus ou moins prononcé.

Pour mémoire :

On évalue le gain de boucle en scindant la boucle, par exemple, à l'entrée du bloc de contre-réaction, comme en 'R' de (5) en page suivante, on « étale » ensuite le circuit comme illustré en bas, à droite, de la figure 4. On prend soin de dupliquer la charge due à B en sortie d'ampli et d'annuler la tension du générateur U_e tout en laissant sa résistance interne en circuit.

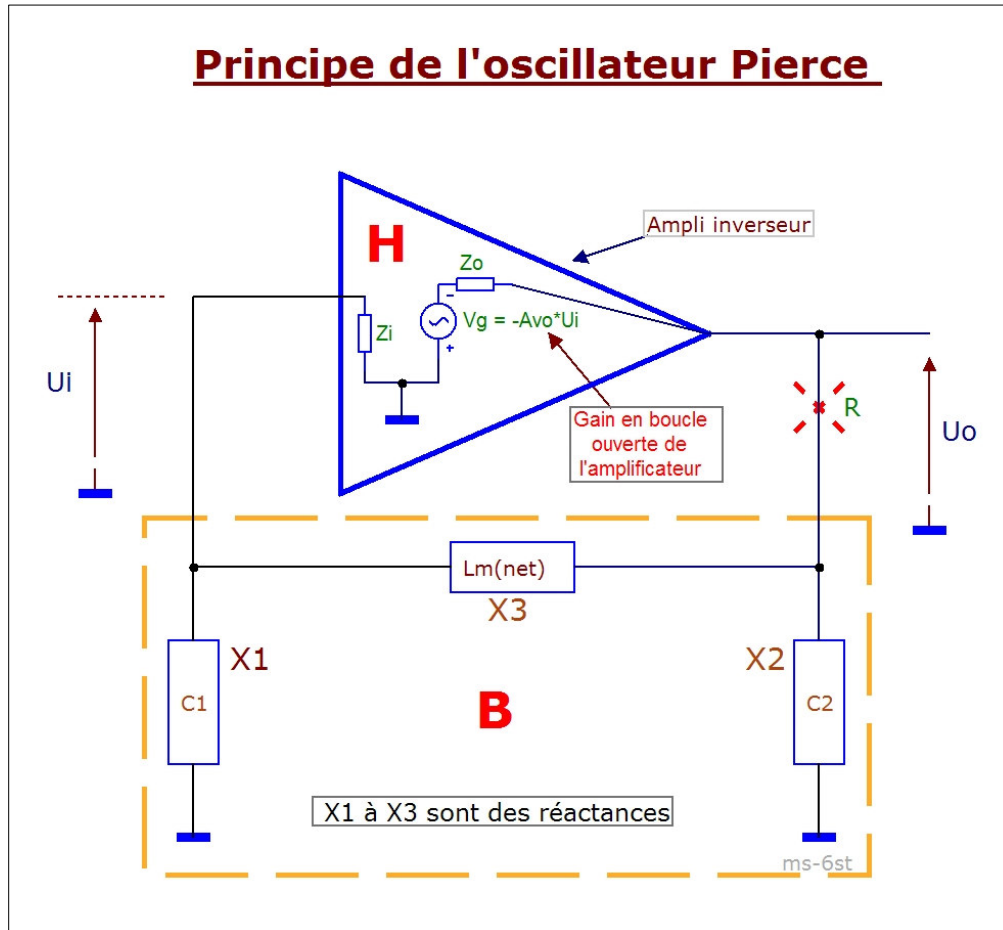
On attaque ensuite ce nouveau circuit au moyen d'un générateur U'_e et on en visualise la tension de sortie U'_o , en grandeur et en phase, pour diverses fréquences.

Mais ceci est une autre histoire qui sort du cadre de cette description ...

6- L'oscillateur PIERCE

Nous sommes enfin prêts à faire connaissance avec l'oscillateur du PIC®.

Figure 5



Prenons le temps d'effectuer une brève comparaison des figures 5 et 1. On y retrouve les deux ensembles principaux : un amplificateur et un bloc de contre-réaction. Les transmittances de ces deux ensembles sont respectivement notées par H et B.

Mais il y a quelques différences subtiles. Contrairement à ce que nous avons pu voir jusqu'à présent dans le cadre des amplis, il s'agit ici de favoriser plutôt une instabilité mais en la gérant de manière à obtenir un signal exploitable en sortie d'ampli.

Ensuite, il n'y a plus de générateur alimentant ce circuit. Tout circuit électronique est le siège de sources de « bruit » internes, dont l'origine est diverse. Ce bruit se manifeste donc sous forme de tension ou de courant. Il existe notamment un bruit d'origine thermique dû à l'agitation thermique des électrons dans un circuit.

Ce bruit à caractère aléatoire est généré sur un spectre très large de fréquences.

La fréquence de ce bruit finit par coïncider avec celle de notre oscillateur qui trouve donc là matière à amplifier et l'oscillation prendra naissance si les conditions pour ce faire sont bien évidemment réunies.

L'oscillateur PIERCE, du nom de son inventeur, fait appel à un amplificateur inverseur. Sa particularité réside dans le contenu de son bloc de contre-réaction constitué par un cristal. Nous ferons plus ample connaissance avec ce cristal et de sa contribution au réseau de B dans la suite de l'exposé.

On peut cependant déjà entrevoir son rôle d'une manière intuitive. Pour générer un signal U_o en sortie d'ampli, ce dernier étant un inverseur, il faudra inmanquablement que le signal en entrée soit déphasé de 180° par rapport à la sortie. Or le seul lien existant entre la sortie et l'entrée du système est constitué par le cristal. Ce dernier devra donc fournir l'inversion manquante au signal. La rotation de phase sur la boucle complète d'un oscillateur devra donc être de 2π ou être un multiple de 2π .

Voyons maintenant plus en détail comment sont constitués les deux ensembles principaux de cet oscillateur et commençons d'abord, à tout seigneur tout honneur, par l'amplificateur du PIC[®].

6.1- L'inverseur du PIC[®] (illustré en figure 6)

L'ampli de l'oscillateur fait appel à une porte inverseuse digitale en technologie C-MOS dont le symbole est représenté en (6-a). Ce composant, pour tout digital qu'il soit, n'en a pas moins aussi des caractéristiques électriques analogiques^{1,5,7}.

En fait, l'inverseur sera « polarisé » c-à-d que son point de fonctionnement sera amené dans sa plage linéaire de fonctionnement au moyen d'une résistance R_f . Cette plage de fonctionnement en mode linéaire est représentée par la surface grisée en (6-b).

La valeur de R_f n'est pas critique et sa valeur⁴ se situe entre $1\text{ M}\Omega$ et $10\text{ M}\Omega$. Elle ne peut cependant être choisie trop basse afin de ne pas abaisser exagérément la résistance d'entrée équivalente de l'inverseur (ceci en vertu du théorème de MILLER).

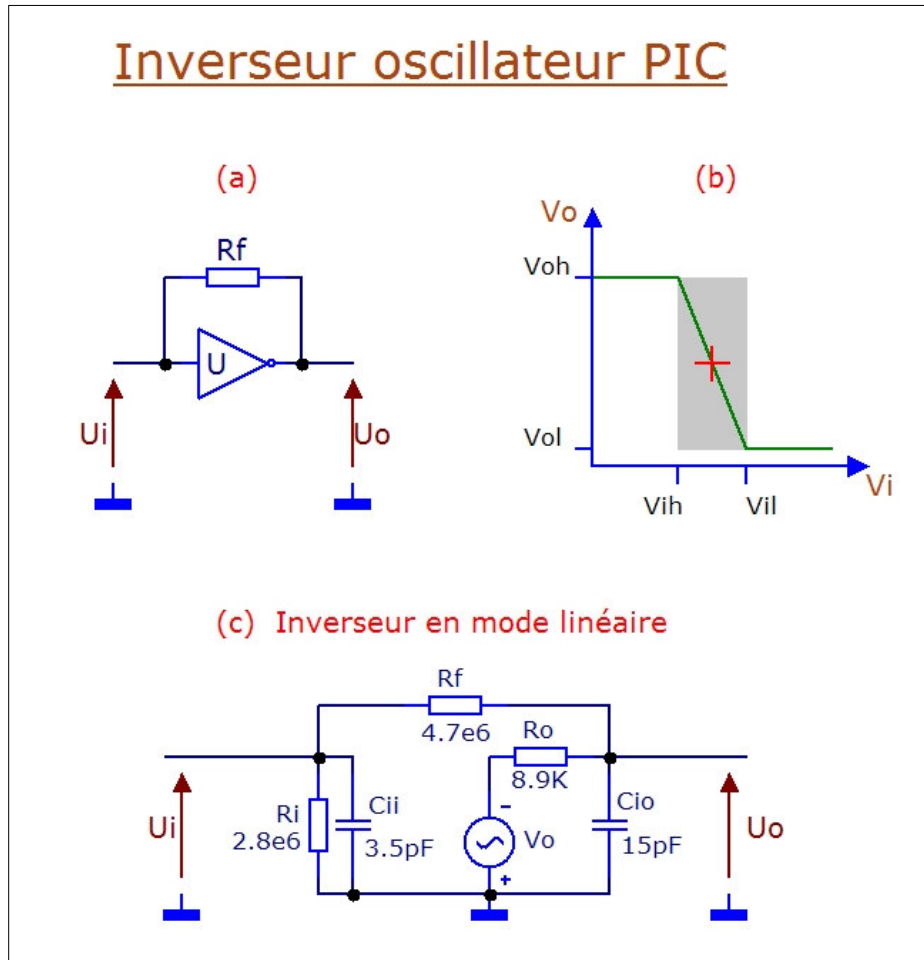
Peu d'informations sont disponibles sur les caractéristiques analogiques de ces inverseurs. Néanmoins des notes d'applications^{2,5} donnent quelques indications décrivant un modèle typique « petits signaux » relatif aux modes XT et HS qui diffèrent essentiellement par leur gain.

Ce modèle analogique^{1,5} représenté en (6-c) est celui au moyen duquel sera illustré ultérieurement le comportement de l'oscillateur au moyen de graphiques.

Nous nous écartons maintenant du modèle parfait d'amplificateur tel que vu jusqu'ici. Le gain s'élève à -4 pour le mode XT et à -20 pour le mode HS. La résistance d'entrée est finie et celle de sortie n'est plus nulle. Notez la présence des capacités d'entrée C_{ii} et de sortie C_{io} car elles auront une influence, entre autres, sur la valeur de la fréquence de l'oscillateur.

Cet amplificateur aux caractéristiques plus réelles introduira une modification sensible dans le comportement de notre oscillateur comme nous le verrons plus loin.

Figure 6



6.2- Le cristal

Certains cristaux de quartz présentent des propriétés de piézoélectricité. Une lame de quartz soumise à un effort mécanique génère proportionnellement à ce dernier des charges électriques opposées sur ses surfaces. De même, si cette lame est soumise à un potentiel électrique, elle subira une déformation mécanique également proportionnelle à la grandeur de ce potentiel.

Les qualités premières de ce composant sont la précision et la stabilité des vibrations engendrées lors de sa mise en résonance. Le cristal est le siège d'une onde de volume qui lui permet de résonner sur une fréquence fondamentale ainsi que sur des multiples impairs de cette fréquence appelés modes « overtone^{2,4} ».

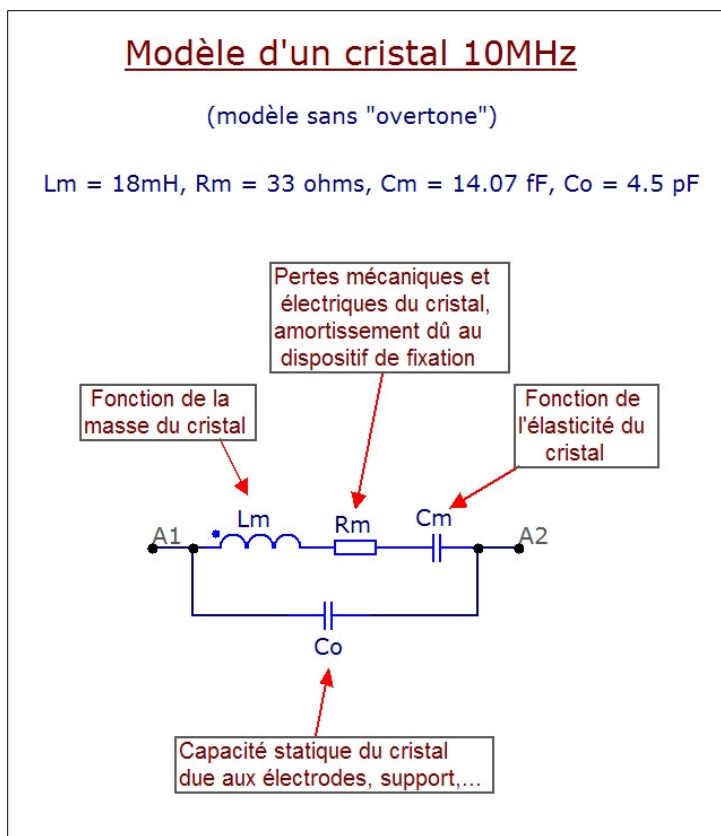
Les cristaux présentant des problèmes de qualité peuvent également exhiber une activité sur des fréquences parasites² situées en dehors de ces modes traditionnels.

Heureusement, les physiciens ont converti les propriétés piézoélectriques de ce beau composant en paramètres électriques permettant ainsi aux électroniciens de les utiliser dans de nombreux domaines au moyen de données qui leur sont plus familières.

Nous ne feront appel ici qu'à un modèle électrique simplifié mais suffisamment précis pour illustrer le fonctionnement de l'oscillateur de PIC[®] d'une manière correcte.

Electriquement, le cristal² se compose de deux branches aboutissant aux fils de connexion situés en 'A1' et 'A2'. Ceci est illustré en figure 7.

Figure 7



La branche supérieure, appelée branche cinétique, comporte les trois éléments qui régissent le comportement cinétique du cristal, soit :

- une self L_m qui est fonction de la masse du cristal,
- une capacité C_m qui est fonction de l'élasticité de cette même masse,
- une résistance R_m qui est fonction de toutes les pertes qui sont de nature à amortir la vibration du cristal.

La capacité C_o en parallèle sur la branche série est appelée la capacité statique du cristal.

Cette dernière est une capacité parasite dont l'existence est due essentiellement au dispositif de fixation du cristal.

Les valeurs affectées aux différents composants de ce modèle figurent dans l'image. La charge nominale C_L de ce cristal est de 9 pF. Nous reviendrons sur cette charge dans quelques instants. Ces valeurs seront utiles pour illustrer certains aspects de l'oscillateur dans la suite.

Le rôle du cristal étant essentiel dans le fonctionnement de l'oscillateur, nous allons nous attarder maintenant sur son comportement sur le plan électrique.

La présence des deux capacités et de la self nous incite déjà à penser aux circuits oscillants. En effet, le cristal présente deux fréquences de résonance, f_s et f_p , illustrées en figure 8-a.

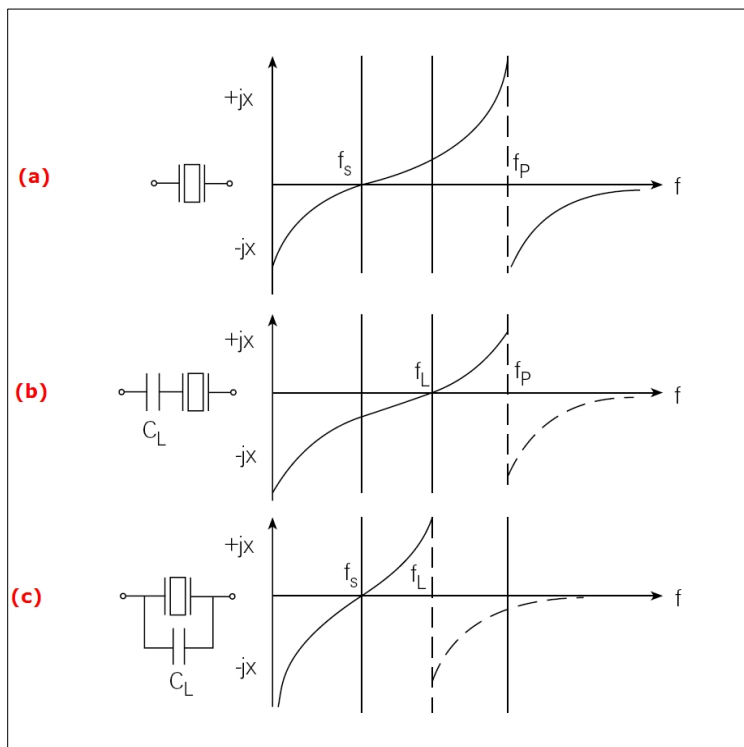
La 1^{ère} résonance, située à une fréquence f_s , sera due à la branche série et appelée « *fréquence de résonance série naturelle* » car elle se produit à la fréquence pour laquelle les réactances X_{L_m} et X_{C_m} s'annulent car étant de signe contraire. Il ne subsistera alors vis-à-vis d'un circuit extérieur que la résistance R_m (si on néglige l'effet de C_o)

La seconde résonance, située à une fréquence f_p , sera due à la capacité équivalente formée par C_m et C_o en série mais placées en parallèle sur la self L_m . Cette fréquence d'oscillation f_p est généralement appelée « *fréquence d'anti-résonance* » du cristal.

Dit dans le jargon des utilisateurs de cristaux, ces derniers peuvent être « *chargés* » c-à-d associés à divers composants comme selfs et capacités, afin de répondre à des besoins précis. Nous nous limiterons uniquement aux cas utiles à la compréhension de l'oscillateur PIERCE, c-à-d à ceux associant le cristal à une charge capacitive placée extérieurement à ses bornes. Cette association peut se faire en série ou en parallèle sur le cristal.

Cette charge capacitive peut être simplement nécessaire pour la mise en oeuvre d'un principe précis comme le celui de l'oscillateur PIERCE. Elle peut aussi être voulue pour ajuster une des fréquences de résonance du cristal dans d'autres cas.

Figure 8



En outre, les capacités parasites inhérentes à tout circuit électronique font que leur prise en compte est parfois utile sinon nécessaire, même dans le cas du PIERCE.

Ces capacités parasites « chargent » donc également le cristal.

L'illustration du comportement du cristal seul et de l'effet d'une charge capacitive placée à ses bornes se réalise plus commodément en traçant l'allure de la variation de la réactance du circuit « vU » des bornes A1 et A2.

La figure 8 illustre l'évolution de la réactance pour les cas fondamentaux évoqués ci-après.

Lorsque la réactance est positive, en $+jX$, le cristal est inductif et il est capacitif dans le cas contraire. En (8-a), la source alimente directement le cristal. On retrouve nos fréquences caractéristiques f_s et f_p citées ici plus haut. Lorsque la fréquence se situe loin en deçà de f_s la réactance $-jX_{C_0}$ de la capacité statique est dominante, $-jX_{C_m}$ étant beaucoup plus élevée.

Dans la plage située entre f_s et f_p , le cristal est inductif. Au-delà de f_p la réactance est dominée par $-jX_{C_0}$ qui s'approche de zéro au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence.

Lorsque la source est reliée aux bornes de l'ensemble 'cristal- C_L ', en série comme illustré en (8-b), on constate que f_s s'est décalée vers une fréquence supérieure f_L .

En f_L (avec 'L' en indice pour « *Loaded* ») l'ensemble résonne en série mais à une fréquence appelée « fréquence en charge » du cristal. Remarquez que f_p n'a pas été influencée par la présence de C_L placée en série.

Enfin, en (8-c), la source alimente directement le cristal avec sa capacité reliée en parallèle. f_s a « réintégré » sa valeur précédente et f_p s'est déplacée en f_L mais en direction de f_s . Il est important de souligner que C_L possède la même valeur dans les deux cas évoqués.

Cette capacité C_L est celle pour laquelle le cristal est taillé afin qu'il résonne sur f_L qui est la fréquence de référence pour une application. f_L et C_L sont donc des données de référence d'un cristal apparaissant dans les feuillets techniques d'un constructeur.

Aux fréquences f_p et f_L « parallèle » (8-c) le cristal et sa charge présentent une impédance élevée. A f_s (8-a) le cristal présente « vers l'extérieur » une résistance égale à R_m (on néglige X_{C_0}) alors qu'en f_L « série » (8-b), la résistance équivalente R_{seq} « vue » de l'extérieur vaut :

$$R_{seq} = R_m \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right) \quad [3]$$

Comme pour les circuits oscillants, le cristal est affecté d'un coefficient de surtension qui peut être extrêmement élevé (de 30 000 à 100 000 pour certains cristaux). Cette valeur donnée de Q est toujours spécifiée pour le quartz résonnant en série.

Les choses diffèrent pour le cas (8-c) qui est celui mis en œuvre dans le PIERCE. Une précision d'abord : on parle de résonance « parallèle » du quartz dans ce mode par abus de langage. En effet, le cristal est inductif à la fréquence f_L , et il forme un circuit résonnant « parallèle » avec sa charge C_L . Il ne peut donc résonner en « parallèle » dans un oscillateur que grâce à cette charge capacitive placée extérieurement à ses bornes.

Dans le mode (8-c), la self effective de la branche série $L_{m(net)}$ est inférieure à L_m lors de la résonance à f_L car $X_{Lm(net)} = X_{Lm} - X_{C_m}$ à cette fréquence. Le facteur de surtension effectif Q_{eff} sera donc inférieur à Q , facteur de qualité à f_s . Une charge excessive aura donc tendance à accentuer le problème c-à-d à amortir le circuit résonnant.

A chaque fréquence de résonance, la réactance du quartz change de signe. Cette inversion sera donc accompagnée d'une inversion de la phase de l'impédance du cristal qui sera d'autant plus brutale que le Q sera élevé.

Relation entre f_s et f_L :
$$f_L = f_s \cdot \left(1 + \frac{C_m}{2 \cdot (C_o + C_L)}\right) \quad [4]$$

Enfin, pour les valeurs adoptées pour notre cristal :

$$f_s = 10,00084 \text{ MHz}, f_L = 10,00606 \text{ MHz}, f_p = 10,016 \text{ MHz}$$

6.3- La contre-réaction du PIERCE

A ce stade, nous pouvons identifier en (5) les réactances présentes dans le bloc B de contre-réaction de notre oscillateur. X_1 et X_2 sont les réactances des capacités de la charge extérieure du cristal.

Puisque ces capacités sont en série, elles vaudront le double de C_L donnée pour le quartz utilisé si le respect de la fréquence est un critère important. En effet, la combinaison série de C_1 - C_2 est présentée en parallèle au cristal.

Enfin, X_3 représente la réactance de la self effective $L_{m(\text{net})}$ du cristal comme évoqué au § 6.2.

7- Un oscillateur PIERCE plus réaliste

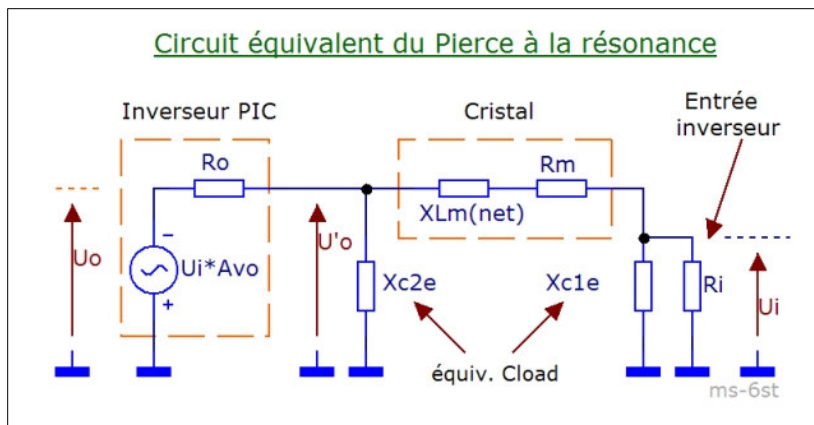
7.1- Le circuit équivalent⁵ de l'oscillateur réel

Le fait d'introduire des éléments imparfaits dans l'oscillateur n'est pas sans conséquences.

Les éléments principaux pouvant influencer le gain de boucle de l'oscillateur et sa fréquence en conditions réelles sont :

- la résistance de sortie R_o de l'inverseur du PIC,
- la résistance R_m regroupant les pertes du cristal,
- et les capacités parasites de l'inverseur (ainsi que celles introduites par un circuit imprimé mais négligées ici)

Figure 9



Le circuit équivalent de l'oscillateur à sa fréquence de résonance parallèle f_L peut s'établir comme apparaissant en figure 9.

On reconnaît l'inverseur qui délivre un signal ' $U_i \cdot A_{vo}$ ' avec sa résistance interne de sortie R_o .

La tension U'_o appliquée à l'ensemble cristal et capacités associées dépendra donc de la charge « vue » à la sortie du driver.

Les valeurs des capacités C_1 et C_2 devront refléter la charge capacitive équivalente présente aux bornes du cristal lors de la résonance, donc :

$$C_{1e} = C_{2e} = 2 \cdot (C_o + C_L) \quad \text{avec } C_L = 9 \text{ pF et } C_o = 4,5 \text{ pF conformément au modèle vu en (7).}$$

A la résonance toutes les réactances du circuit s'annulent à la fréquence f_L . Soit :

$$jX_{Im(net)} - jX_{C1e} - jX_{C2e} = 0$$

R_i « vue » à l'entrée de l'inverseur est généralement très grande vis-à-vis de X_{C1e} et elle sera négligée par la suite dans les raisonnements sauf dans les résultats illustrés par les graphiques.

7.2- La charge vue par l'inverseur

Si on considère la charge de l'oscillateur uniquement constituée par le réseau de contre-réaction, et si R_m est nulle, cas du quartz parfait, l'inverseur verra un circuit ouvert soit une charge infinie.

Dans le cas contraire, si $R_m \neq 0$, l'inverseur verra une charge égale à :

$$Z_L = \frac{X_{C2e}^2}{R_m} - jX_{C2e} \quad [5]$$

7.3- Le facteur de contre-réaction

Le facteur de contre-réaction B ne pourra plus être évalué de la même manière que précédemment. Il y a lieu de tenir compte de l'effet de la résistance interne R_o introduite dans le générateur ' $U_i \cdot A_{vo}$ '. Ainsi :

$$B' = \frac{U'_o}{U_o} = \frac{Z_L}{Z_L + R_o} \quad [6-a) \quad , \quad B'' = \frac{U_i}{U'_o} = -\frac{jX_{c1e}}{R_m + jX_{c2e}} \quad [6-b) \quad \text{et } B = \frac{U_i}{U_o} = B' \cdot B'' \quad [6-c)$$

On voit donc que R_o de l'inverseur et R_m du quartz auront une influence non négligeable sur le facteur de contre-réaction et par conséquent sur le gain de boucle.

7.4- Illustration du fonctionnement au moyen de graphiques

Les figures qui suivent illustrent l'impact que peuvent avoir R_m et R_o sur la charge et sur le coefficient de contre-réaction B du circuit formé par le cristal et sa charge capacitive.

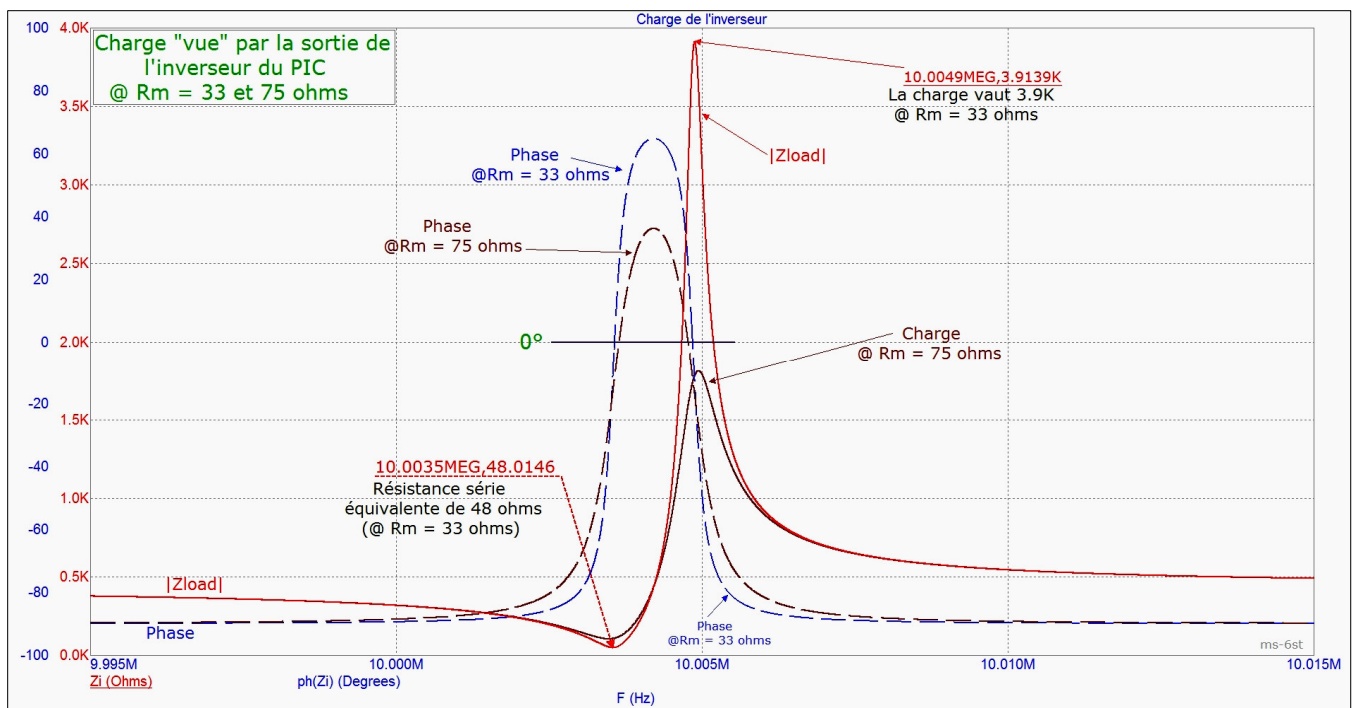
La dernière figure illustre l'évolution du gain de boucle en fonction de la fréquence.

Dans ce qui suit, l'oscillateur est donc toujours composé du cristal avec les valeurs fixées en (7), une charge C_L de 9 pF et de l'amplificateur en mode HS tel que modélisé en (6-c).

7.4.1- Influence de R_m sur la charge de l'inverseur du PIC®

En (10) l'évolution de la charge $|Z_L|$ par rapport à la fréquence pour deux valeurs de R_m , soit pour $R_m = 33 \Omega$ et $R_m = 75 \Omega$. Il s'agit donc de la charge présente au point de mesure de U'_o et vue par la source ' $U_i * A_{v_o}$ ' ayant pour résistance interne $R_o = 8.9 \text{ k}\Omega$, comme illustré en (9).

Figure 10



La fréquence de résonance parallèle se situe à $f_L \approx 10,005 \text{ MHz}$. A cette fréquence la charge vaut : $|Z_L| \approx 3,9 \text{ k}\Omega$ pour $R_m = 33 \Omega$ (tracé rouge). Cette charge est pratiquement résistive car coïncidant avec le passage à 0° de la phase.

$|Z_L|$ peut *s'estimer* à $f_L \approx 10,005 \text{ MHz}$ au moyen de l'expression [5] en prenant soin d'évaluer C_{2et} vue des bornes de C_{2e} soit : $C_{2et} \approx 2 * (C_o + C_L) + C_{i_o} \approx 42 \text{ pF}$ [7]
Un rapide calcul donne : $|Z_L| \approx 4,3 \text{ k}\Omega$.

Le tracé brun montre que, à $R_m = 75 \Omega$, cette charge ne s'élève plus qu'à $|Z_L| \approx 1,8 \text{ k}\Omega$, et on devine l'effet d'une telle charge sur le gain de boucle sachant que l'impédance de sortie du driver du PIC® s'élève à $8,9 \text{ k}\Omega$ (6-c).

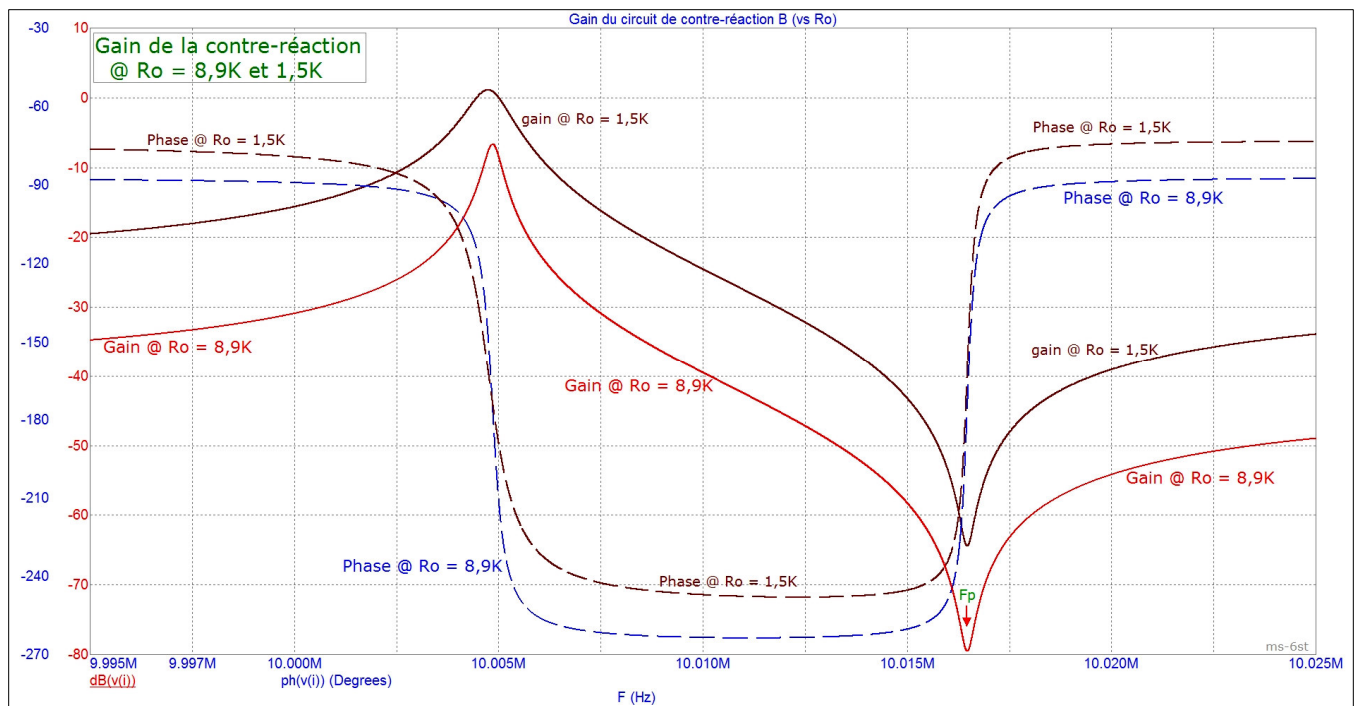
On remarquera la valeur de la résistance série équivalente $R_{seq} \neq R_m$ exhibée lors de la résonance série de la charge et qui est légèrement supérieure à R_m conformément à la relation [3], avec C_L en série ici, soit : $C_L \approx C_{1e} + C_{ii} \approx 21.5$ pF. A cette fréquence ($f \approx 10,003$ MHz) le driver « voit » pratiquement un court-circuit.

7.4.2- Influence de R_o sur le gain du circuit de contre-réaction, B (11)

Ce gain s'exprime par rapport à la source ' $U_i * A_{vo}$ '.

$$R_m = 33 \Omega$$

Figure 11



Le tracé en rouge illustre l'évolution du facteur de contre-réaction pour la valeur typique de $R_o = 8,9$ k Ω . La contre-réaction atténue de ≈ -7 dB mais avec un léger bénéfice sur le facteur de qualité d'où une variation de phase plus rapide (en bleu). En effet, au plus R_o augmente, au plus la contre-réaction se voit isolée de la source ' $U_i * A_{vo}$ '. Le manque de gain de B devra donc être suppléé par celui du driver du PIC[®].

Par contre, à $R_o = 1,5$ k Ω , le circuit de contre-réaction cesse d'atténuer. Pour mémoire : cette valeur de 1,5 k Ω pour R_o est proche de celle, typique, donnée pour un inverseur 74HCU04.

7.4.3- Influence de R_m sur le gain B du circuit de contre-réaction, figure 12

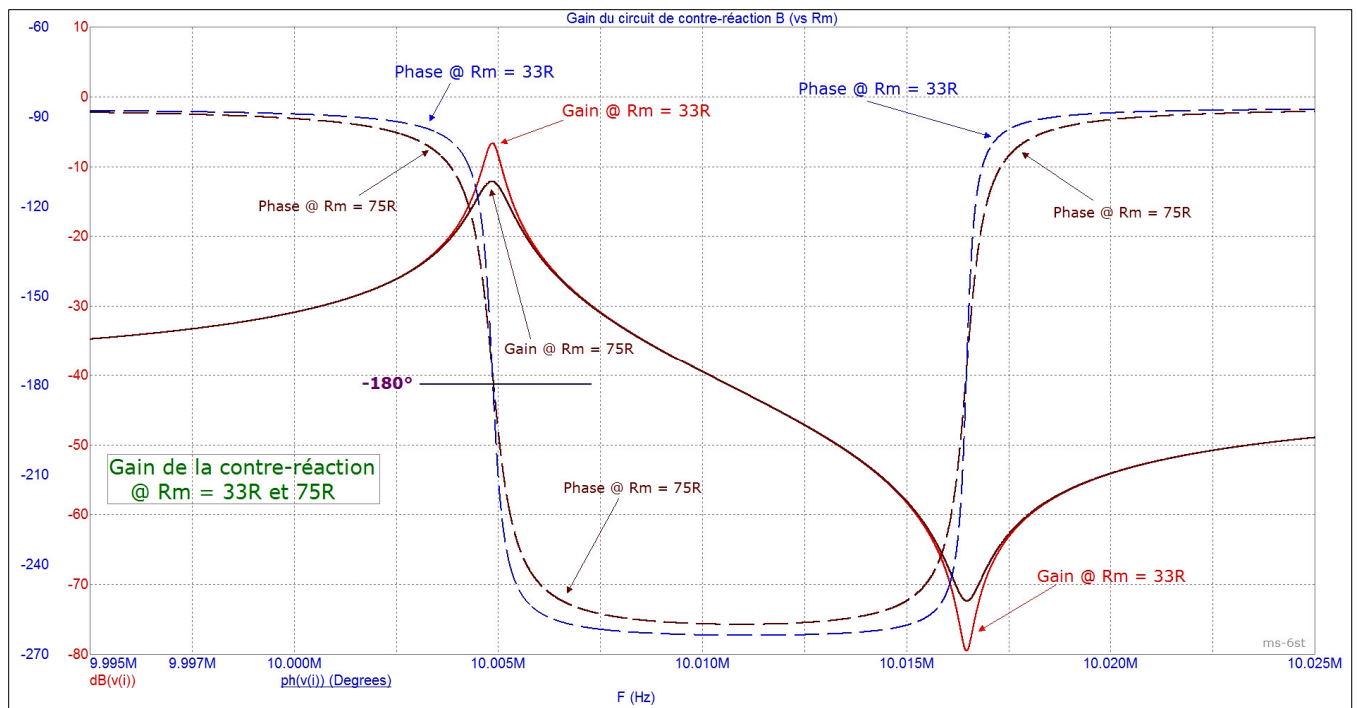
La présence de R_m diminue le facteur de surtension du cristal même.

La contre-réaction étant du type passif mais avec un coefficient de surtension, il ne peut en être autrement au niveau du gain passif.

Ce gain s'exprime par rapport à la source ' $U_i \cdot A_{vo}$ '.

$$R_o = \text{constante} = 8,9 \text{ k}\Omega$$

Figure 12



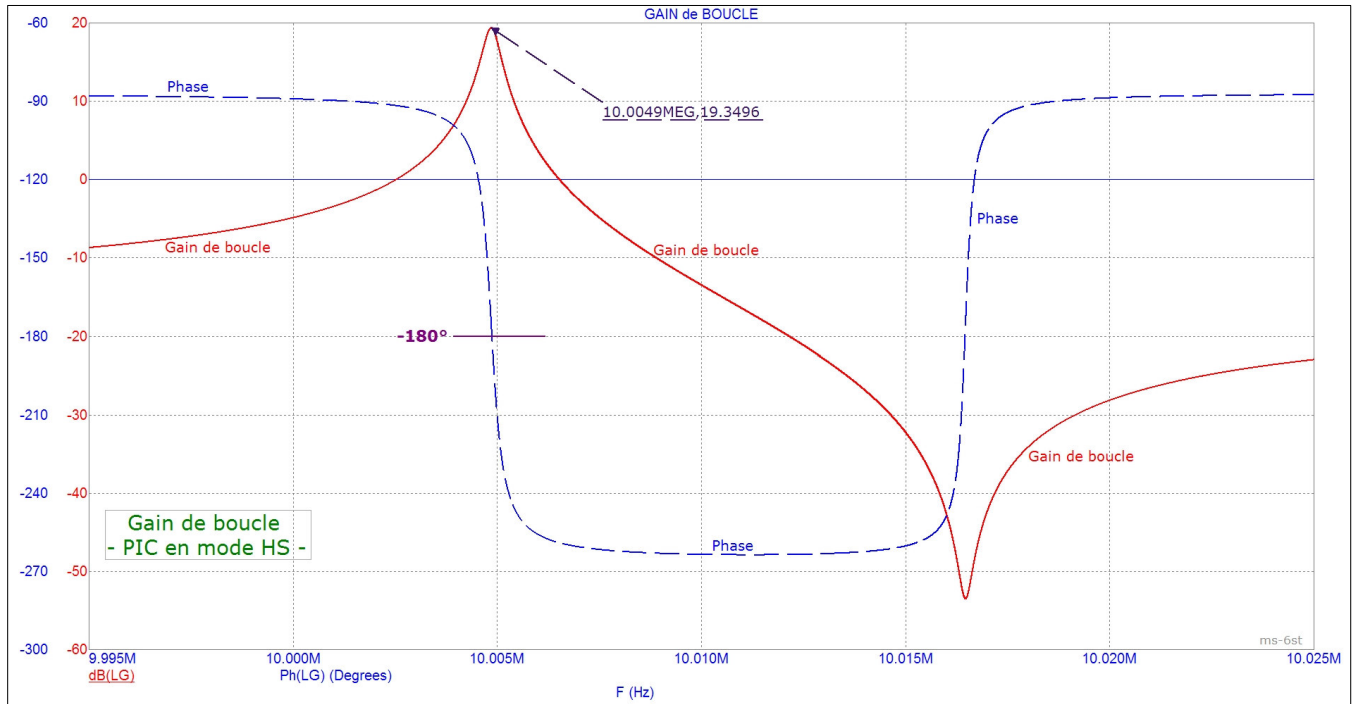
On remarquera que la variation de phase du gain s'effectue d'une manière plus abrupte pour $R_m = 33\Omega$ (en bleu) et on notera aussi le changement intervenu dans la bande passante du gain passif pour une valeur de $R_m = 75\Omega$.

7.4.4- Illustration du gain de boucle, figure 13

Gain de boucle 'B*A_{vo}'.

$$R_o = 8,9 \text{ k}\Omega, R_m = 33 \Omega$$

Figure 13



Les conditions nécessaires à l'entretien d'une oscillation sont fixées par les critères de BARKHAUSEN, à savoir, un gain de boucle de 0 dB pour une rotation de phase de 180°.

Le graphe confirme que les conditions d'oscillation sont rencontrées pour assurer un fonctionnement correct de l'oscillateur. Le gain de boucle affiche un excès de gain de l'ordre de 19 dB.

Il y a lieu cependant de tenir compte des fluctuations des paramètres du montage en fonction de la température⁴ et de la tension d'alimentation⁴. En effet, le gain sera maximal pour une tension V_{dd} maximale ayant lieu à une température minimale. Et inversement, pour une tension d'alimentation V_{dd} minimum se produisant à température maximale, le gain sera minimum.

Un temps de démarrage⁴ correct de l'oscillateur devra être assuré dans ces dernières conditions. Ce temps de démarrage pourra être trop long ou le démarrage pourra simplement s'avérer difficile à gain minimal.

C'est en effet le « bruit » inhérent à tout oscillateur qui sera amplifié afin de lancer l'oscillation.

Un excès de gain⁵ se justifie donc pour ces motifs. Cet excès devra cependant être correctement contrôlé afin d'éviter une trop grande distorsion du signal en sortie et un niveau d'excitation (« *drive level* ») du cristal trop important.

7.4.5- Le « *drive level* » ou niveau d'excitation^{2,3,4,7} du cristal

L'amplitude de la vibration mécanique d'un cristal varie proportionnellement au courant traversant sa branche cinétique. Une sollicitation mécanique trop importante du cristal élève donc la puissance active à dissiper dans R_m qui regroupe les pertes mécaniques et électriques du quartz.

Une puissance dissipée exagérée dans R_m peut altérer la durée de vie du cristal et se traduire par des instabilités dans la fréquence générée. Ou tout simplement mener à une destruction rapide du cristal.

Afin de fixer les idées, un cristal HC-49U en boîtier de 13,5mm ne peut dissiper une puissance supérieure à 100 μ Watts sous peine d'altération de ses caractéristiques ou de sa destruction.

Cette puissance s'exprimera donc par $P_c = R_m \cdot I_{m(\text{eff})}^2$. $I_{m(\text{eff})}$ représente donc la valeur efficace du courant traversant la branche série du cristal à la fréquence f_L . Pour estimer la valeur du courant dans R_m , reprenons le schéma équivalent vu en (9). Rappelons que ce schéma équivalent n'est valable qu'à la fréquence de résonance f_L .

En vertu de la propriété des circuits oscillants, les réactances dans le circuit s'annulent à la résonance. On peut donc écrire : $jX_{Lm(\text{net})} - jX_{C1e} - jX_{C2e} = 0$

On peut donc exprimer $X_{Lm(\text{net})}$ différemment, soit par $jX_{Lm(\text{net})} = jX_{C1e} + jX_{C2e}$

L'impédance Z_s de la branche série peut ainsi se réécrire comme suit :

$$Z_s = jX_{C2e} + R_m$$

Le courant circulant dans R_m peut donc s'exprimer par : $I_m = \frac{U'_o}{Z_s} = \frac{U'_o}{jX_{C2e} + R_m}$ [8]

La tension U'_o présente en sortie du driver peut se déduire de l'expression [6-a] vue au § 7.3, soit $U'_o = U_o \cdot \frac{Z_L}{Z_L + R_o}$. Rappelons que Z_L est essentiellement résistive à f_L et que, par conséquent, U'_o sera en phase avec U_o à cette fréquence.

La valeur de $|Z_L|$ a été *estimée*, au moyen de C_{2et} [7] au § 7.4.1 et la charge *estimée* vaut donc $|Z_L| \approx 4,3 \text{ k}\Omega$. On peut donc *estimer* la valeur de $|U'_o|$ par volt efficace de U_o qui est la tension ' $U_i \cdot A_{vo}$ ' fournie par le driver non chargé.

Enfin, le courant peut se déduire pour la valeur de C_{2et} au moyen de [8].

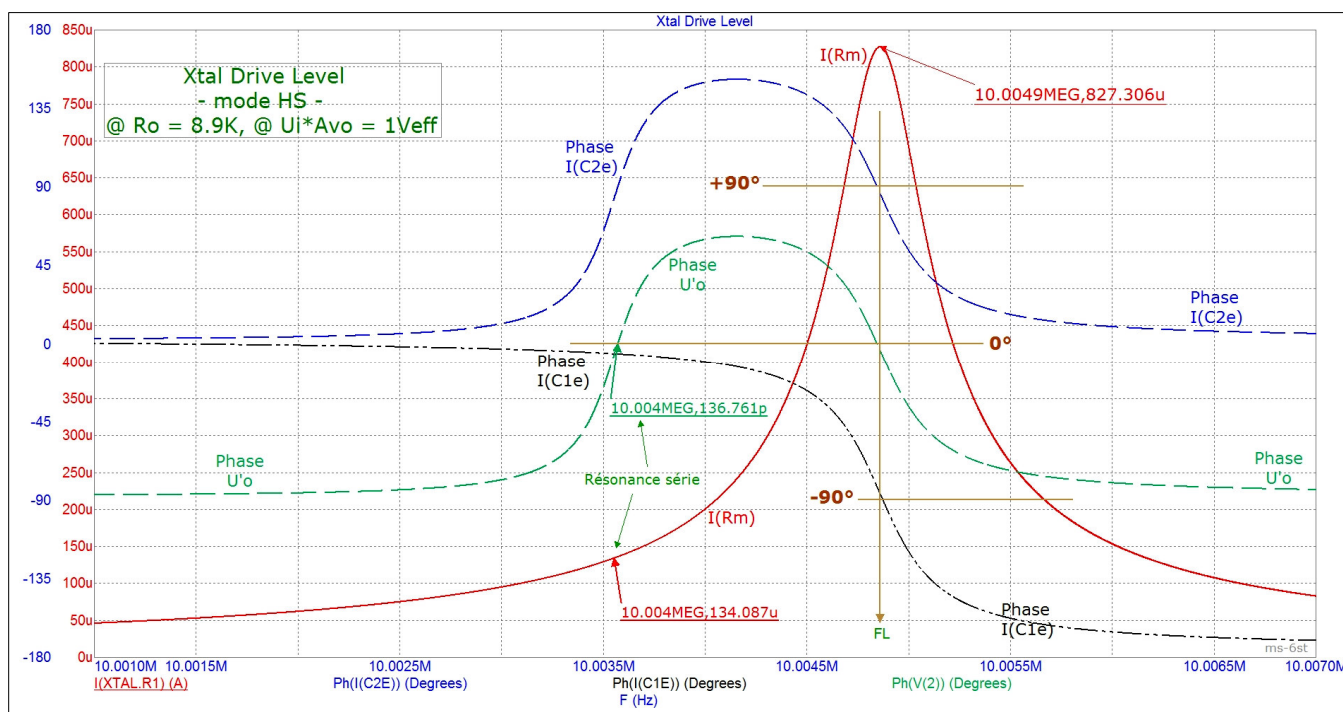
On obtient ainsi pour $|U'_o|$ la valeur de 325 mV et la valeur du courant parcourant le cristal à f_L , soit $I_{m(eff)} \approx 860 \mu A_{eff}$ par volt efficace en U_o .

Si notre driver délivre $U_o = 1,5 V_{eff}$, (soit $4,2 V_{pp}$), le cristal devra donc dissiper une puissance équivalant à : $P_c = R_m \cdot (1,5 \cdot 860 \mu A)^2$ soit $55 \mu W$.

La théorie pure et dure illustre l'évolution du courant dans R_m ainsi que la relation entre les phases des courants parcourant le circuit au moyen de la figure 14 qui suit.

$$U_o = 'U_i \cdot A_{vo}' = 1 \text{ volt efficace}$$

Figure 14



L'interprétation de ces graphes demande un minimum de réflexion. En effet, les phases sont tracées par rapport à celle de la source U_o qui pilote le circuit et qui sert donc de référence.

Le driver « voit » une charge essentiellement résistive aux fréquences série et parallèle f_L . Ceci se traduit par un passage par 0° de la phase de U'_o à ces deux fréquences.

A f_L Le courant de C_{2e} est en avance sur U'_o . Le quartz est alimenté en différentiel car U'_o et U_i sont en opposition de phase comme vu précédemment. Le courant de C_{1e} sera en avance sur U_i et ce courant accusera donc un déphasage de $+180^\circ+90^\circ$ soit de 270° ou une phase de -90° par rapport à U'_o . Cela, toujours à $f_L \approx 10,005$ MHz bien entendu.

Les courants dans C_{2e} et C_{1e} sont donc en opposition de phase et ils reflètent, respectivement, le comportement des courants dans C et L, d'un circuit oscillant parallèle placé en conditions de résonance.

On voit que le courant dans R_m passe par son maximum à f_L et accuse une valeur de $827 \mu A$ pour un volt efficace délivré par le driver. Ce maximum coïncide avec le maximum de puissance réactive échangée entre L et C dans un circuit oscillant parallèle à la résonance.

Soit dit en passant, on remarquera que, à la fréquence série, l'essentiel du courant qui passe par R_m est limité par la résistance de sortie du driver R_o et la résistance équivalente série R_{seq} vue au paragraphe 7.4.1. Ce qui nous donne approximativement pour $U_{o(eff)} = 1$ volt :

$$I_{s(eff)} = \frac{1V_{eff}}{8900\Omega + 48\Omega} \quad \text{soit } I_{s(eff)} \approx 111 \mu A.$$

9- Oui, mais ... ?

9.1- Comment visualiser le signal de l'oscillateur ?

L'exercice peut, en effet, se révéler délicat. Dès que l'on « charge » 'OSC2' ou 'OSC1', avec un probe de mesure, on assiste bien souvent à un décrochage de l'oscillateur. C'est l'encéphalogramme tout plat !

Un probe de mesure possède des caractéristiques finies selon sa qualité et son facteur de division. Par exemple, un probe X1 muni d'un câble peut présenter jusqu'à 100 pF au circuit mesuré pour un câble de 1,5m. Peu d'oscillateurs peuvent résister à un tel traitement. Cette charge capacitive vient s'ajouter à celles existantes par conception et elle perturbe les conditions de gain du circuit, avec effet immédiat sur le fonctionnement de l'oscillateur !

Où mesurer ? Sans conteste, la borne 'OSC2', sortie du PIC[®] est la mieux adaptée à cet effet vu sa plus plus faible impédance. Néanmoins, le résultat n'est pas encore garanti.

La solution idéale consiste à faire appel à un probe actif mais bien évidemment cela n'est pas à la portée de la majorité des utilisateurs de PIC[®].

Une seconde solution consiste à utiliser un probe X100 qui présente en général une capacité $C_{i-probe}$ réduite, de l'ordre de un ou deux picofarads tout au plus. Mais le signal est fortement atténué et encore faut-il que le scope dont on dispose puisse avoir une sensibilité suffisante pour encore pouvoir visualiser le signal résultant.

Les probes X10 exhibent en général une capacité de l'ordre de 8 ~ 15 pF mais cette valeur est encore de nature à perturber le circuit dans beaucoup de cas.

Une alternative, pas très commode, consiste aussi à retrancher la valeur de la capacité $C_{i-probe}$ de la valeur de C_2 (côté 'OSC2') afin de ne pas augmenter la charge du cristal. Dans ce cas, il y a lieu d'utiliser la liaison de masse, très courte, située sur le probe même, sous peine de perturber quand même l'oscillateur.

Une « solution » encore, est celle qui consiste à placer une résistance R_p sur 'OSC2' et de placer le probe X10 à l'autre extrémité de cette résistance. Cette solution offre l'avantage d'isoler en partie la sortie 'OSC2' de la charge capacitive additionnelle. Par ex. à 10 MHz, pour un probe de 14 pF, si on choisit $R_p = 9 \times C_{i-probe}$, soit $R_p \approx 10 \text{ k}\Omega$, on forme un diviseur de rapport $\approx 1/10$. Ces 10 k Ω seront préférables à la charge du probe seul qui s'élève à 1 k Ω environ à cette fréquence.

Cette « solution » ne permet que de s'assurer si le PIC[®] oscille, sans plus. En effet, le filtre introduit par R_p et $C_{i-probe}$ ne permet pas de porter un jugement sur la distorsion présente sur le signal de sortie de l'oscillateur et il ajoute une atténuation supplémentaire de 20dB, du moins à la fréquence et aux valeurs choisies pour cet exemple.

Une dernière idée consisterait à contruire une petite sonde au moyen d'un ampli à faible capacité d'entrée exclusivement réservé à cet usage, pour ceux qui mettent des PIC en œuvre d'une manière plus intensive.

9.2- Pourquoi visualiser le signal de sortie de l'oscillateur ?

L'oscillateur doit présenter en 'OSC2' un signal sinusoïdal net, peu déformé, sans écrêtage et asymétries⁶ importantes. L'amplitude doit être également suffisante. Une amplitude de 3 à 4 volts crête-à-crête (@ $V_{dd} = 5 \text{ V}$) devrait pouvoir s'obtenir sans difficulté.

Dans le cas contraire, un problème de gain est probablement sous-jacent.

Un excès de gain exagéré pourrait également conduire l'oscillateur à se « verrouiller » sur une fréquence parasite proche ou sur un « overtone ». Un excès de gain peut mener également à un problème de cristal à terme comme souligné au § 7.4.5.

Trop peu de gain pourrait se traduire en difficultés de démarrage car moins de « bruit » amplifié (en sortie de SLEEP^{4,6}, par ex.) Le fonctionnement sur batteries ou piles en est un exemple typique. D'autres difficultés^{4,7} peuvent apparaître si le microcontrôleur est amené à fonctionner dans des conditions ambiantes inhabituelles.

9.3- Comment choisir les capacités C1 et C2 ?

Le rôle et l'influence de la valeur de ces capacités sur les paramètres de l'oscillateur ont été abordés dans ce qui précède.

Cependant, ces valeurs peuvent être choisies afin d'atteindre un but bien précis.

Si l'exactitude de la fréquence n'est pas un objectif en soi et si la stabilité de l'horloge est le critère dominant, les capacités peuvent être choisies à des valeurs un peu plus basses afin de favoriser le travail de l'oscillateur en lui ménageant du gain.

Si, au contraire, une grande importance est attachée à l'exactitude de la fréquence d'horloge, il est préférable d'acquérir un cristal dont les caractéristiques sont connues et pour lequel la capacité C_L est définie dans les feuillets techniques.

Dans ce dernier cas, il est important de ne pas oublier que les capacités parasites introduites par le montage doivent être prises en compte afin de respecter la charge C_L . Ne pas oublier également les capacités introduites par le circuit imprimé qui peuvent sélever à 2 ou 3 pF tant en entrée qu'en sortie du driver.

9.4- Comment ajuster la fréquence de l'oscillateur ?

L'oscillateur Pierce se prête mal à l'ajustage de la fréquence par la variation des capacités C_1 ou C_2 . En effet, la variation de ces capacités a une influence sur la charge et le gain de boucle de l'oscillateur comme cela a été illustré par les expressions des paragraphes 7.2 et 7.3.

C_2 agit sur le gain et la charge alors que C_1 agit sur le gain. A choisir le moindre mal, il est préférable de faire varier C_1 situé en entrée du driver PIC[®].

Il est cependant fortement déconseillé de remplacer C_1 par un trimmer. Il est préférable de placer, par exemple, une combinaison série en parallèle sur C_1 afin de ne faire varier la capacité équivalente que du minimum nécessaire.

Il est donc préférable d'évaluer la variation de fréquence nécessaire et de la garder à un minimum acceptable.

On définit la sensibilité S (« trim sensivity ») au calage de la fréquence comme étant :

$$S = \frac{C_m \cdot 10^6}{2 \cdot (C_o + C_L)} \quad (\text{Les capacités sont en pF et } S \text{ en ppm/pF})$$

Note : le ppm (part-par-million) vaut 0.0001 %.

Pour le quartz utilisé avec sa charge dans le montage pris pour exemple dans ce chapitre, cette sensibilité S vaut ≈ 400 ppm/pF. Cela nous ménage une variation totale de 4 kHz par pF pour notre oscillateur.

Une combinaison série de 4,7 pF et d'un trimmer 3-30 pF, le tout en parallèle sur 15 pF pourrait ainsi remplacer avantageusement le C_1 de 18 pF. La variation totale de C_1 serait limitée à 2 pF environ. On disposerait dans cette solution d'une plage de ± 4 kHz environ autour de la fréquence nominale du quartz.

9.5- Comment mesurer la fréquence de l'oscillateur ?

Il est possible, en général, de dédier une sortie du PIC[®] pour cette mesure en corrélant cette sortie par logiciel⁸ à la fréquence de l'horloge à quartz. La mesure faite sur cette sortie sera moins problématique que celle sur la sortie OSC2.

Si cette solution s'avère impossible, utiliser la technique du § 9.1 au moyen d'un probe de scope X10.

Une autre alternative pourrait consister à faire la mesure au moyen d'un simple diviseur qui serait à dimensionner en fonction de la caractéristique de l'étage d'entrée du compteur. Cette solution laisse plus de latitude dans le dimensionnement du pont diviseur car il s'agit simplement ici d'obtenir un niveau de signal suffisant correspondant à la sensibilité du fréquencemètre, la forme de l'onde mesurée ayant peu d'importance dans ce cas.

9.6- Comment limiter le gain de l'oscillateur ?

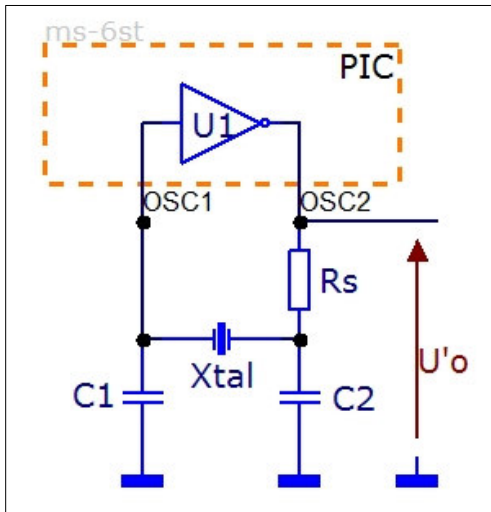
Lorsque l'oscillateur démarre, l'amplitude du signal en sortie croît jusqu'à ce que le gain en excès soit « évacué » par l'entrée en saturation de l'ampli. Une entrée en saturation des éléments actifs qui composent un amplificateur se traduit par une diminution notable de son gain.

Si le gain en excès est faible, cette limitation de gain n'intervient que sur une faible portion de l'alternance du signal. La forme d'onde n'est que très peu altérée et le signal est quasi sinusoïdal.

Si le gain en excès est trop important et si aucune forme de contrôle de l'amplitude n'est exercée en externe (AGC par ex.) , les éléments actifs de l'ampli restent saturés et la forme d'onde est rabotée et fortement distordue sur une plage plus importante de son alternance.

En cas de distorsions trop importantes il est donc souhaitable de limiter le gain afin de ménager le cristal comme déjà évoqué précédemment et de disposer d'un signal correct gage d'un oscillateur travaillant dans des conditions optimales.

Un excès de gain de 5 à 10 dB devrait être nettement suffisant si l'oscillateur n'est pas soumis à des contraintes particulières de température ou de variations de tension d'alimentation. Une limitation du gain peut être obtenue en ajoutant une résistance R_s entre le cristal et la sortie OSC2 comme illustré par la figure ci-dessous. Cette solution offre l'avantage de ne pas perturber la fréquence de l'oscillateur.



La valeur de cette résistance peut se déterminer d'une manière plus élaborée faisant appel à la méthode NRT^{5,6} (« **Negative Resistance Testing** »)

Ou plus simplement en visualisant le signal en sortie après avoir choisi une première valeur arbitraire pour R_s .

Eviter l'emploi de potentiomètres à cet effet car ils introduisent des capacités parasites qui peuvent fausser les résultats de l'essai. Favoriser plutôt, pour autant que faire se peut, l'emploi de résistances en technologie CMS pour effectuer cette évaluation.

Pour mémoire :

De toutes mes expériences en PIC[®], cette valeur ne s'est jamais élevée à plus de 5,6 k Ω lorsque la présence de cette résistance R_s s'est justifiée. Mais il ne faut pas oublier que cette valeur est dépendante du cristal utilisé. Et un cristal n'est pas l'autre ...

Pour toute suggestion ou correction : on6st@uba.be

73's.

Bibliographie

- 1- AN88 "CMOS Linear Applications", *Fairchild*
- 2- AN588 "PICmicro[®] Microcontroller Oscillator Design Guide", *Microchip*
- 3- AN826 "Crystal Oscillators Basics and Crystal Selection for rPIC[®] and PICmicro[®] Devices" *Microchip*
- 4- AN849 "Basic PICmicro[®] Oscillator Design", *Microchip*
- 5- AN943 "Practical PICmicro[®] Oscillator Analysis and Design", *Microchip*
- 6- AN949 "Making Your Oscillator Work", *Microchip*
- 7- AN1706 "Microcontroller Oscillator Circuit Design Considerations", *Freescale Semiconductor*
- 8- Le site de Bigonoff, le cours incontournable sur la programmation des PICmicro[®] :
<http://www.abcelectronique.com/bigonoff/>

Historique versions :

- v. 1.0a : 15-05-2008 1^{ère} édition
- v. 1.0b : 19-05-2008 Corrections orthographiques