Département GEII
Électronique deuxième année, 2021

Thème 2 :
Les oscillateurs

iut de BORDEAUX

TD thème 2 :

Les oscillateurs

Objectifs :

- Comprendre la condition d'oscillation d'un montage bouclé
- Savoir calculer la fréquence des oscillations et la condition sur le gain dans un cas simple
- Comprendre l'intérêt d'un réseau de réaction à fort coefficient de surtension
- Comprendre la relation entre les non linéarités de l'amplificateur et la forme du signal délivré par un oscillateur
- Comprendre la relation entre le temps de démarrage des oscillations et le coefficient de surtension
- Comprendre le fonctionnement de l'oscillateur Pierce et l'intérêt d'un résonateur piézoélectrique.

Un oscillateur est un **système bouclé** comme le montre la figure 1. Il comprend un **amplificateur** de gain A et un **réseau de réaction** β **sélectif**. Le réseau de réaction idéal devrait avoir un gain nul partout sauf pour une fréquence particulière f_0 qui serait alors la seule fréquence à laquelle pourrait osciller le montage. En effet, cette fréquence serait la seule pour laquelle un retour d'énergie vers l'entrée serait possible.

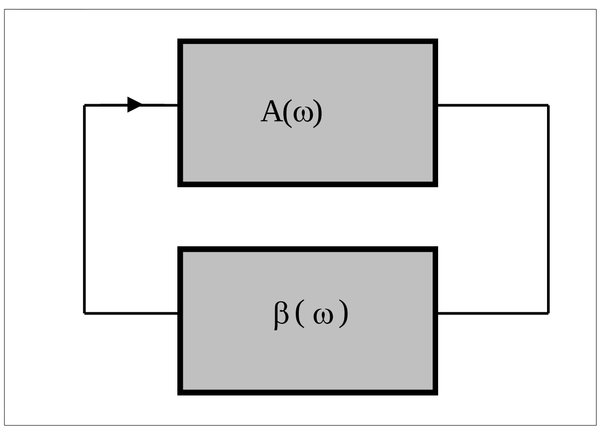

Figure 1 : *Structure d'un oscillateur*

En automatique vous avez étudié la condition de stabilité d'un système en boucle fermée, ici on cherche au contraire à faire osciller le montage. Pour qu'un montage en boucle fermée oscille il faut que le **gain en boucle ouverte** $\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega)$ soit égal à l'unité. La condition d'oscillation s'énonce donc :

$$\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega) = 1 \quad \text{soit :} \begin{cases} \left|\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega)\right| = 1 \\ \text{phase de } \underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega) = 0 \text{ modulo } 2\pi \end{cases} \qquad (1)$$

Dans le TP associé, vous utiliserez deux oscillateurs, un oscillateur pédagogique et l'oscillateur Pierce, quasiment le seul utilisé comme horloge pour les systèmes numériques (microprocesseur, microcontrôleur, …).

I- Etude d'un oscillateur pédagogique

I-a/ Conditions d'oscillation

L'amplificateur est un montage non inverseur (AOP1, R_1 et R_2 ajustable) et le réseau de réaction est un circuit R-L-C. La figure 2 montre le montage en boucle ouverte de l'oscillateur. Pour utiliser le montage en tant qu'oscillateur, il faudra reboucler la sortie S_2 sur l'entrée E_1. On cherche à trouver la fréquence d'oscillation f_0 et la valeur de R_2 pour satisfaire la condition d'oscillation (1).

Question 1 : Dans un premier temps, on suppose l'AOP1 idéal. Ecrire le gain $A(\omega) = \frac{S_1}{E_1}$ en fonction de R_1 et R_2.

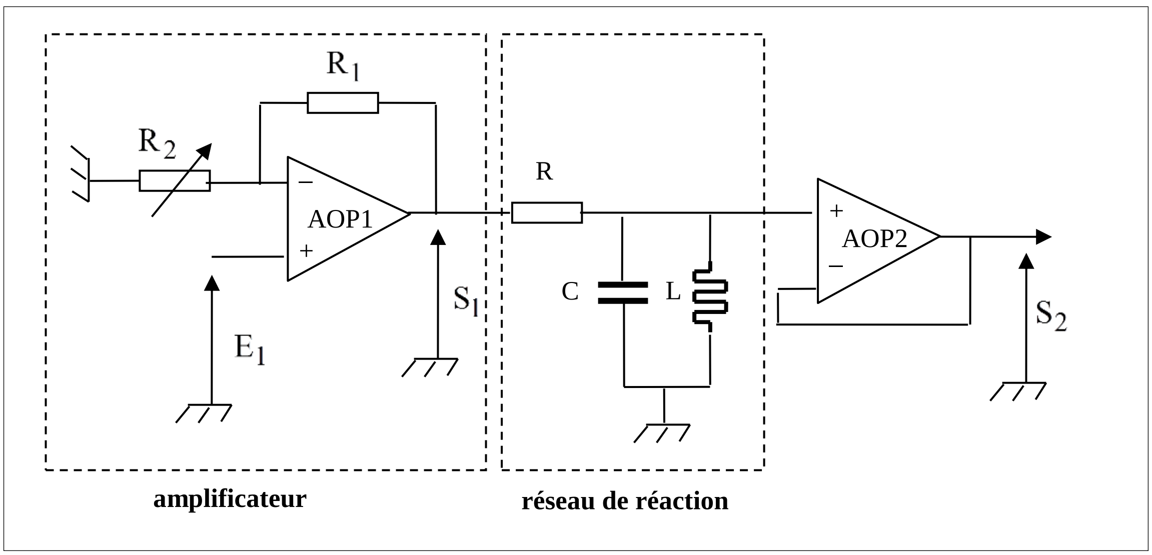

Figure 2 : *Montage en boucle ouverte de l'oscillateur*

Question 2 : La fonction de transfert $\frac{S_2}{S_1}$ du réseau de réaction, en fonction de R, L, C, peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{\frac{p}{RC}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}}$$

En considérant la forme canonique ci-dessous, donner les expressions du coefficient de surtension Q et de la pulsation ω_R en fonction de R, L et C.

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{p\frac{\omega_R}{Q}}{p^2 + p\frac{\omega_R}{Q} + \omega_R^2}$$

Question 3 : Ecrire l'expression du gain complexe $\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega) = \frac{S_2}{E_1}$ en fonction de ω_R, Q, R_1 et R_2. En utilisant l'équation (1), montrer que la fréquence f_0 des oscillations est égale à f_R et que pour satisfaire la condition d'oscillation (1), il est nécessaire que $R_2 \to \infty$.

Question 4 : Quel est le gain $\frac{S_2}{S_1}$ du réseau de réaction à la fréquence $f_0 = f_R$ des oscillations ?

I-b/ Influence du facteur Q du réseau de réaction

Rappel de cours : Nous avons supposé un amplificateur avec un gain indépendant de la fréquence et en conséquence la fréquence des oscillations f_0 *ne dépend que des caractéristiques du réseau de réaction,* $f_0 = f_R$. *C'est bien le but recherché :* ***une fréquence d'oscillation uniquement dépendante des composants du réseau de réaction****.*
En pratique, ce n'est pas le cas, le gain de l'amplificateur (AOP1, R_1 *et* R_2*) dépend de la fréquence car l'AOP a une bande passante limitée. Par contre, on montre ci-dessous que la fréquence d'oscillation* f_0 *dépend d'autant moins de l'amplificateur que* ***la valeur de Q du réseau de réaction est grande, d'où l'intérêt de disposer de résonateur à fort coefficient de surtension.***

Question 5 : Le gain $\underline{A}(\omega)$ de l'amplificateur de la figure 2 est maintenant écrit sous la forme $\underline{A}(\omega) = \frac{A_0}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_c})}$ avec $A_0 = 1 + \frac{R_1}{R_2}$, $\omega_c = 2\pi f_c$ est la pulsation de coupure à -3dB de l'amplificateur, elle dépend du gain A_0. Ecrire le nouveau gain complexe $A(\omega)\beta(\omega)$, puis en utilisant la condition d'oscillation $A(\omega)\beta(\omega) = 1$, montrer que la nouvelle fréquence f_0 des oscillations est égale à $f_0 = \frac{f_R}{\sqrt{1 + \frac{f_R}{Qf_c}}}$.

Aide : Mettre la condition $\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega) = 1$ *sous la forme* $\Re + j\Im = 0$ *et faire* $\Re = 0$*, vous obtiendrez ainsi la nouvelle fréquence d'oscillation* f_0.

Question 6 : Calculer la valeur de Q pour obtenir une erreur relative entre f_0 et f_R égale à $\left|\frac{f_0 - f_R}{f_R}\right| < 10^{-3}$ si $f_R = 50\text{kHz}$ et $f_c = 1\text{MHz}$.

I-c/ Influence des pertes des composants discrets du réseau de réaction

D’après le résultat de la question 3, on devrait obtenir une oscillation quand $R_2 \to \infty$, c'est-à-dire quand l’amplificateur (AOP1, R_1 et R_2) a un gain unité. Expérimentalement le montage n’oscille pas avec $R_2 \to \infty$, il faut augmenter le gain pour observer des oscillations, pourquoi ?
En effet, nous avons supposé **un réseau de réaction avec une capacité et une inductance parfaites**, c'est-à-dire sans perte. Or nous savons que les composants passifs présentent des pertes. Dans le cas présent, les pertes sont pour l’essentiel dues à la résistance de l’inductance. Le nouveau schéma en figure 3 intègre ces pertes, l’inductance L est en série avec la résistance r des fils. Il s’ensuit qu’à la fréquence $f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, **le gain $\frac{S_2}{S_1}$ est inférieur à l’unité et c’est pour cela qu’il faut un gain d’amplificateur supérieur à l’unité**. On cherche donc à évaluer l’influence de r sur la fréquence des oscillations et sur la valeur du gain de l’amplificateur.

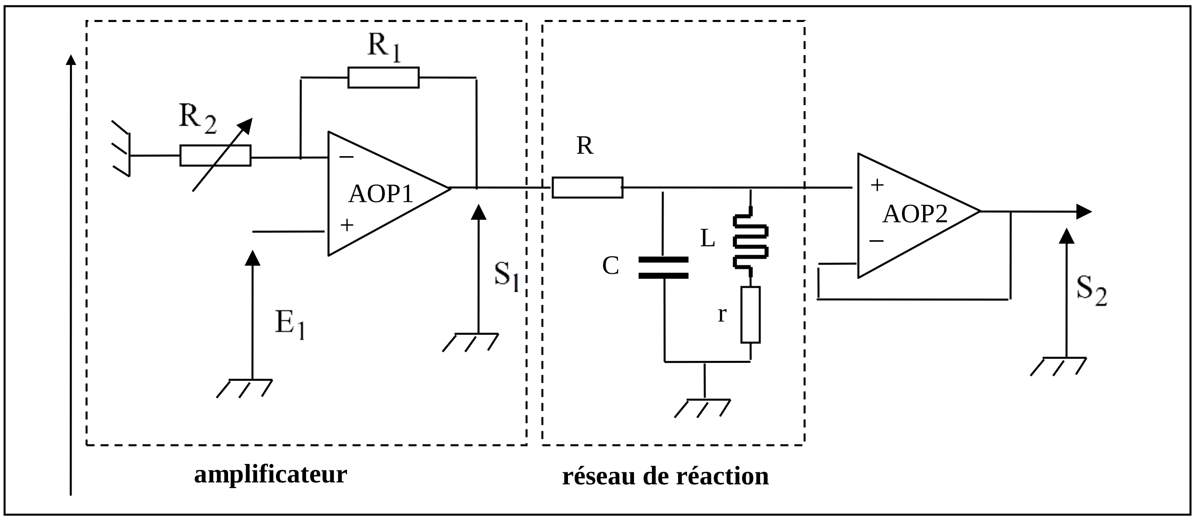

Figure 3 : *Montage en boucle ouverte de l’oscillateur en supposant que l’inductance L a une résistance r*

Question 7 : Pour faciliter le calcul du nouveau gain $\frac{S_2}{S_1}$ du réseau de réaction, on transforme le circuit C//(L en série avec r) en un circuit parallèle $C//L_p//r_p$ comme le montre le schéma de la figure 4. Ecrire les **admittances** des circuits L en série avec r (figure (4-a) et $L_p//r_p$ (figure 4-b) puis, par identification, montrer que r_p et L_p s’écrivent :

$$r_p = r\left(1+\left(\frac{L\omega}{r}\right)^2\right) \quad \text{et} \quad L_p = L\left(1+\left(\frac{r}{L\omega}\right)^2\right)$$

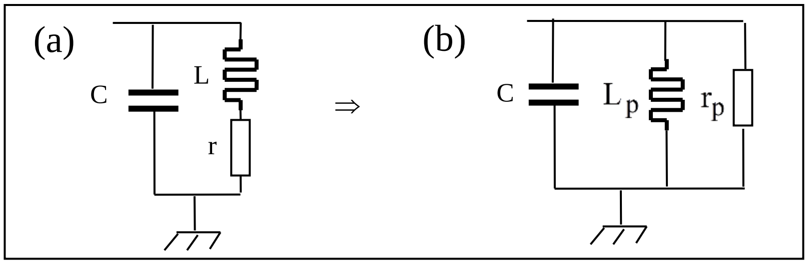

Figure 4 : *Transformation série → parallèle du circuit d'inductance L + résistance r*

Question 8 : La résistance r a aussi pour effet de modifier légèrement la fréquence f_0 des oscillations. En vous appuyant sur le fait que la fréquence des oscillations est obtenue quand la phase de $\underline{A}(\omega)\underline{\beta}(\omega) = 0$ (relation (1)), justifier pourquoi on peut obtenir f_0 en écrivant $L_p C\omega_0^2 = 1$. Montrer alors que f_0 s'écrit :

$$f_0 = f_R \sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}} \quad \text{avec } f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Question 9 : On donne $C = 470\text{nF}$, $L = 22\mu\text{H}$ et $r = 0{,}75\Omega$, calculer f_0 et la valeur de r_p à la fréquence f_0.

Question 10 : A partir du schéma de la figure 4-b à la fréquence f_0, écrire l'expression du rapport $\frac{S_2}{S_1}$ en fonction de R et r_p.

Question 11 : Sachant que le gain de boucle du montage complet doit être égal à l'unité, montrer que les résistances R_1, R_2, r_p et R doivent vérifier la relation $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R}{r_p}$. On donne $R_1 = 22\text{k}\Omega$ et $R = 220\Omega$, déterminer la valeur de R_2 pour que le montage oscille.

II- Etude d'un oscillateur de type Pierce à quartz

Nous avons vu précédemment l'intérêt de disposer d'un circuit de réaction avec un fort coefficient de surtension Q afin d'obtenir une fréquence d'oscillation f_0 ne dépendant que des éléments du réseau de réaction. Les inductances et capacités discrètes ne permettent pas d'obtenir des Q de fortes valeurs. Pour obtenir une forte valeur de Q on utilise des **résonateurs piézoélectriques**, généralement des quartz. Le modèle électrique d'un quartz est donné à la figure 5. Il fait apparaître la capacité géométrique C_0 (q.q. pF) et la **branche motionnelle** (L, C et r) caractéristique de l'effet piézoélectrique. La branche motionnelle se comporte comme un circuit résonant série, dont le coefficient de qualité $Q = \frac{L\omega_R}{r}$, avec $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, est compris entre 10^4 et 10^5, soit 100 à 1000 fois plus que le coefficient de qualité d'un circuit à composants discrets.

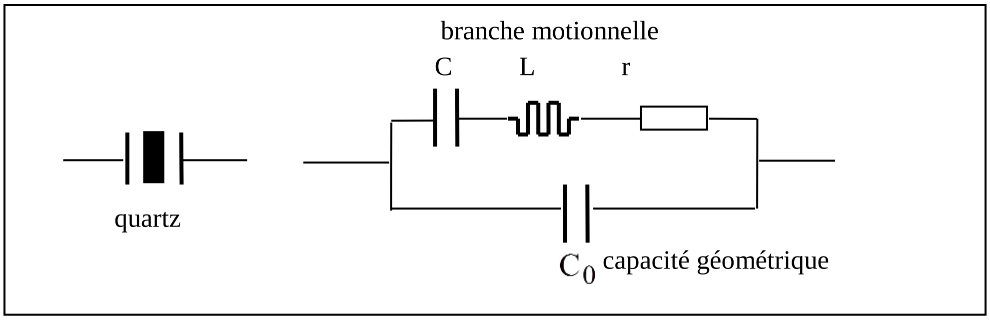

Figure 5 : *Symbole d'un résonateur piézoélectrique (quartz) et modèle électrique associé*

C'est la résonance série de la branche motionnelle qui est la plupart du temps exploitée, il faut donc trouver une structure hôte pour exploiter cette résonance série à fort coefficient de qualité.

Deux types de montages sont principalement utilisés :

- l'oscillateur Colpitts pour la génération de signaux quasi sinusoïdaux,
- l'oscillateur Pierce pour la génération des horloges des systèmes numériques.

On s'intéresse ici à l'oscillateur Pierce à quartz dont le schéma est donné à la figure 6. L'amplificateur utilise un inverseur CMOS avec une résistance R de $q.q.M\Omega$. La valeur n'est pas très critique.

La caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ d'un inverseur CMOS est donnée à la figure 7. Si le point de fonctionnement statique de l'inverseur se trouve sur les portions de caractéristique AB ou CD il n'y a pas de gain en effet sur ces portions $\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = 0$. Le rôle de la résistance R du schéma de la figure 8 est de fixer le point de fonctionnement statique là où il y a du gain, $\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \neq 0$.

Question 12 : Donner la valeur du courant I dans le schéma de la figure 8 et en déduire la relation entre V_s et V_e.

Tracer la droite de charge dans le réseau $V_s = f(V_e)$ de l'inverseur et donner les valeurs de V_e et V_s au point de fonctionnement statique de l'inverseur CMOS. Quel est le gain de l'amplificateur aux **petits signaux** ?

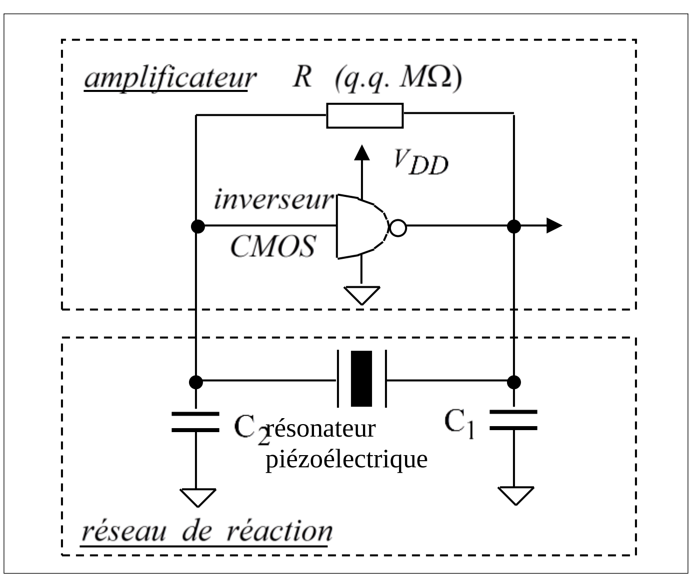

Figure 6 : *Schéma de l'oscillateur Pierce*

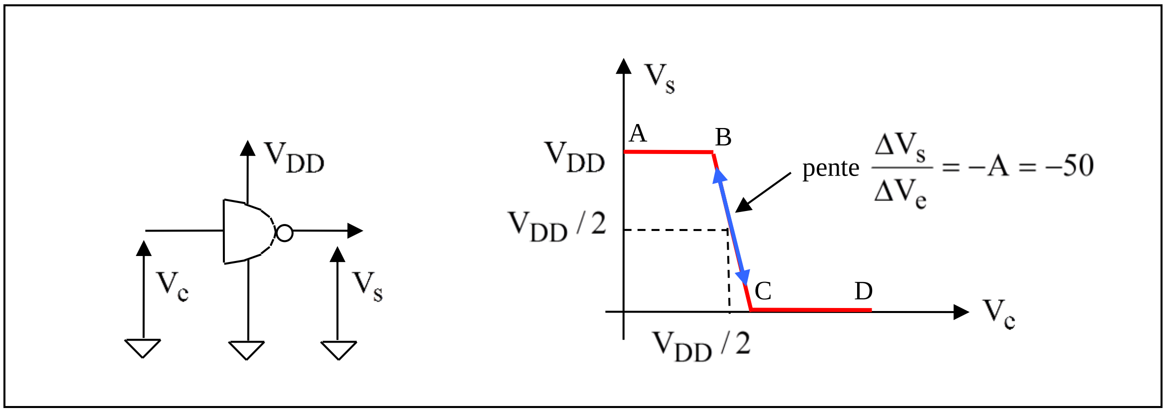

Figure 7 : *Caractéristique de transfert d'un inverseur CMOS*

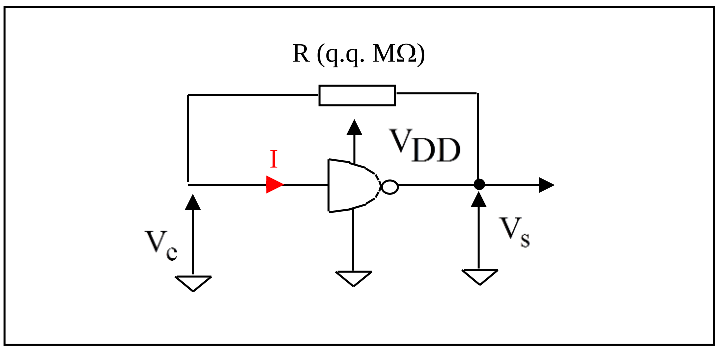

Figure 8 : *L'inverseur CMOS comme amplificateur*

Le schéma aux petits signaux de l'inverseur est donné à la figure 9, il fait apparaître une capacité d'entrée C_e (q.q. pF), le gain A et une résistance de sortie R_s (q.q. $10-100\Omega$).

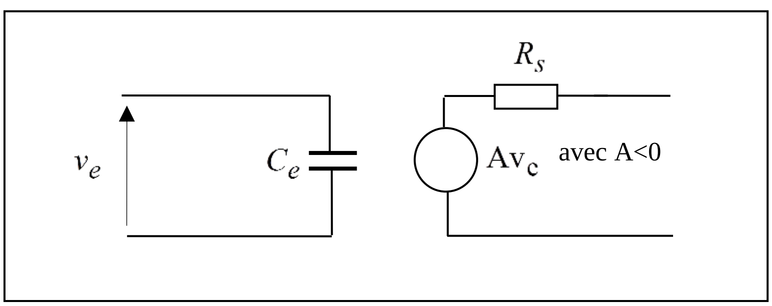

Figure 9 : *Schéma aux petits signaux de l'amplificateur*

Pour obtenir la fréquence f_0 des oscillations, on doit calculer le gain en boucle ouverte en remplaçant le quartz par son schéma équivalent (figure 5).

Question 13 : Dessiner le schéma aux petits signaux permettant de calculer le gain en boucle ouverte du montage de l'oscillateur Pierce.

L'expression du gain de boucle en fonction de A, R_S, Z_1, Z et Z_2 est donnée ci-dessous où $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}$ et $\underline{Z}_2$ sont respectivement les impédances de C_1, du quartz et de ($C_2 // C_e$).

$$\frac{V_S}{V_e} = \underline{A}(\omega).\underline{B}(\omega) = \frac{A\underline{Z}_1\underline{Z}_2}{(Z+Z_2)Z_1 + R_S(Z+Z_1+Z_2)}$$

En négligeant la capacité C_0, on obtient la fréquence f_0 des oscillations en écrivant que le gain de boucle est égal à l'unité :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}\sqrt{1+\frac{rC_{eq}}{R_sC_1}} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_2+C_e} + \frac{1}{C_1}$$

Outre un coefficient de qualité très élevé, une des caractéristiques du quartz est d'avoir une très faible valeur de capacité C, typiquement q.q. fF $(1fF = 10^{-15}F)$, très inférieure aux capacités $(C_2 + C_e)$ et C_1.

Il s'ensuit que : $\frac{1}{C_{eq}} \approx \frac{1}{C}$, soit $C \approx C_{eq}$, et $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1+\frac{rC}{R_sC_1}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_R$

En conclusion, c'est donc le quartz qui impose la fréquence des oscillations.

Remarque importante : Quand vous achetez un quartz de valeur nominale $10MHz$ par exemple, le constructeur vous donne la valeur de la capacité de charge C_L, exemple 30pF, c'est l'ordre de grandeur.
$C_L = \frac{C_1(C_2+C_e)}{C_1+(C_2+C_e)}$ est la capacité qui permet d'obtenir une fréquence d'oscillation égale à la fréquence nominale indiquée sur le boîtier du quartz. En général $C_e < C_2$ et on met $C_1 = C_2$, 60pF dans le cas présent, en fait ce n'est pas très critique, sauf si vous voulez obtenir exactement la fréquence indiquée sur le boîtier.

L'inverseur de la figure 9 est idéalisé, il apparaît comme ayant une bande passante infinie, mais c'est ne pas tenir compte du fait que le gain, comme pour l'AOP1 du montage de la figure 2, dépend de la fréquence. Un moyen d'estimer le déphasage apporté par l'amplificateur est de regarder les temps de propagation t_{pHL} et t_{PLH} de l'inverseur, ils sont de l'ordre de $q.q.1ns - 10ns$ suivant le type d'inverseur utilisé.

Question 14 : Supposons $t_{pHL} = t_{pLH} = 5ns$ et une fréquence f_0 d'oscillation voisine de $2MHz$, déterminer le déphasage ϕ introduit par l'inverseur à partir de la relation :

$$\phi_{inv} = \omega.\frac{1}{f_0}$$

D'après la condition d'oscillation (1), si le montage oscille, **c'est que le gain en boucle ouverte a un déphasage nul**. En conséquence, **le déphasage ϕ de l'amplificateur doit être compensé par un déphasage φ du réseau de réaction pour que la somme des déphasages $(\phi+\varphi)$ soit nulle (modulo 2π).** En conséquence, la fréquence f_0 des oscillations n'est plus tout a fait égale à f_R et on cherche à estimer l'écart relatif $\frac{(f_0 - f_R)}{f_R}$.

Pour estimer cet écart, il faut connaître comment varie le déphasage φ_{RR} du réseau de réaction en fonction de la fréquence. On suppose que c'est essentiellement le déphasage apporté par l'impédance de la branche motionnelle de la figure 5 au voisinage de f_R et qui se met sous la forme :

$$\varphi_{RR}(\omega) \approx \mathrm{arctg}\left(\frac{2Q(\omega-\omega_R)}{\omega_R}\right) \approx \frac{2Q(\omega-\omega_R)}{\omega_R} \text{ quand } \omega \approx \omega_R \text{ , avec } Q = \frac{L\omega_R}{r}$$

Question 15 : On donne $t_{pHL} = t_{pLH} = 5\text{ns}$ pour $V_{DD} = 5\text{V}$, $Q = 5.10^4$, $f_R = 2\text{MHz}$ calculer la variation relative $\frac{(f_0 - f_R)}{f_R}$ de la fréquence des oscillations en considérant que la relation suivante doit être satisfaite : $\phi_{inverseur} + \varphi_{RR}(\omega) = 0$

Question 16 : Les temps de propagation t_{pHL} et t_{PLH} varient avec la tension d'alimentation V_{DD}. La variation est de l'ordre de $1\text{ns}/\text{V}$. On suppose que V_{DD} passe de $4{,}5\text{V}$ à 5,5V.

Remplir le tableau suivant :

V_{DD} (V)	**4,5**	**5**	**5,5**
ϕ (rd)			
f_0-f_R/f_R			

Calculer la variation de fréquence des oscillations quand V_{DD} passe de $4{,}5\text{V}$ à $5{,}5\text{V}$.

Question 17 : On souhaite comparer cette variation avec celle induite par l'utilisation d'un résonateur à circuit L-C discret présentant un coefficient de qualité $Q = 20$. On suppose que V_{DD} passe de $4{,}5\text{V}$ à 5,5V.

Remplir le tableau suivant :

V_{DD} (V)	**4,5**	**5**	**5,5**
ϕ (rd)			
f_0-f_R/f_R			

Calculer la variation de fréquence des oscillations quand V_{DD} passe de $4{,}5\text{V}$ à $5{,}5\text{V}$.

Remarque : En TP vous mesurerez sur deux oscillateurs Pierce, un utilisant un quartz et un autre dans lequel le quartz est remplacé par des composants L-C discrets, la variation de la fréquence des oscillations en fonction de V_{DD} et vous obtiendrez des valeurs du même ordre de grandeur que celles que venez de calculer.

Référence :[1] Les oscillateurs en électronique, de la piézoélectricité aux oscillateurs à quartz, G. Couturier, Collection Technosup, Ellipses (2005)

TP thème 2 :

<u>Les oscillateurs</u>

I- Etude d'un oscillateur pédagogique

Le schéma électrique de l'oscillateur est donné à la figure 1. On distingue l'amplificateur A et la réseau de réaction β, constitué ici d'un filtre passe bande de type R-L-C.

Pour observer le démarrage des oscillations de la boucle, les tensions d'alimentation +15V et -15V de l'AOP1 de l'amplificateur **A** sont commandées par un signal logique E2 (0-5V). Si l'interrupteur K2 est basculé en position "Etude régime permanent" l'AOP1 est alimenté en permanence en +15V et -15V.

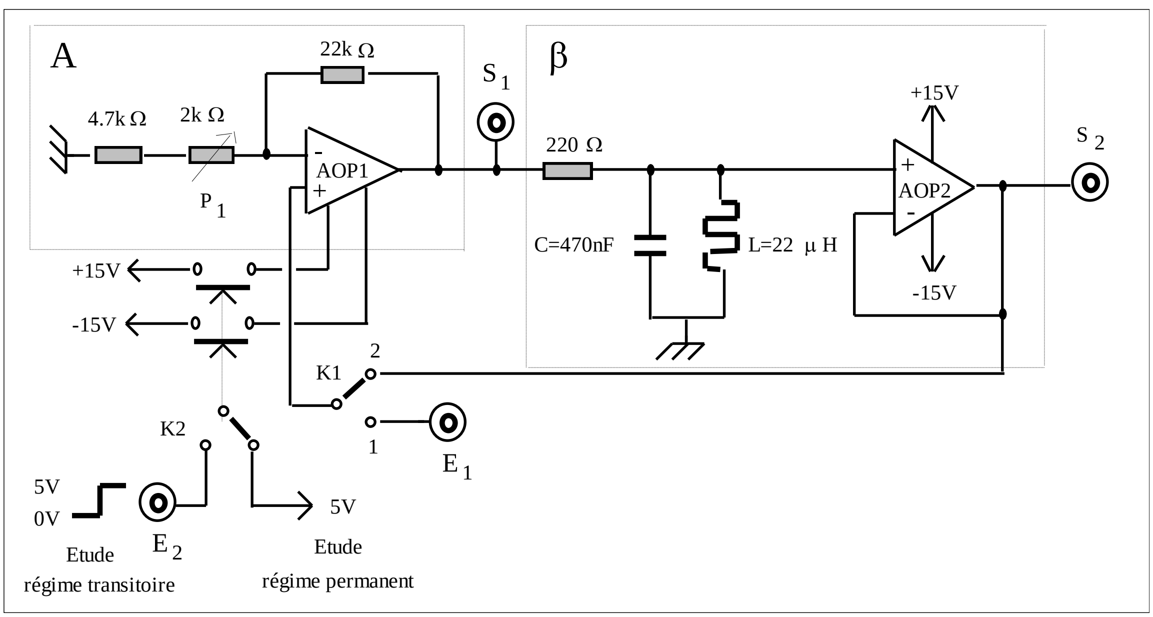

Figure 1 : *Schéma électrique de l'oscillateur*

I-1- Conditions d'oscillation : Etude en boucle ouverte

Positionner l'interrupteur K1 en 1, la boucle est alors ouverte et K2 en position "Etude régime permanent". On cherche à obtenir : *i*) la fréquence des oscillations et *ii*) la valeur du gain G nécessaire pour obtenir les oscillations.

1- Appliquer un signal alternatif en E1 d'amplitude 1V c-à-c et de fréquence 50kHz par exemple, ajuster P1 pour obtenir le gain maximum et mesurer la tension en S1.

- Vérifier que le gain expérimental S1/E1 est en accord avec les valeurs des composants du schéma de la figure 1.
- Donner la valeur du gain.

2- Faire varier la fréquence du signal E1 entre 10kHz et 100kHz, tout en maintenant son amplitude à 1V c-à-c, tracer le module et la phase de S2/E1 en fonction de la fréquence.

NB : Inutile de faire un relevé tous les Hz car on cherchera le maximum avec précision et on fera quelques points de mesure de façon à obtenir l'allure grossière de la courbe.

- Pour quelle valeur de fréquence f_0 obtient-on le maximum de S2/E1 ?
- Quel est le déphasage de S2 par rapport à E1 pour la fréquence f_0 ?
- Comparer la valeur mesurée de f_0 avec la fréquence de résonance $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ du circuit L-C (L = 22 µH et C = 470 nF) .

3- Normalement, à la fréquence f_0, on devrait obtenir, compte tenu du schéma de la figure 1, $\frac{S2}{E1} = \frac{S1}{E1}$. Or, on constate que $\frac{S2}{E1} < \frac{S1}{E1}$; ceci est dû pour l'essentiel à la résistance série r de l'inductance. Déterminer à la fréquence f_0 la résistance r_p parallèle de l'inductance L.

4- On propose ci-dessous deux exercices permettant de vérifier vos connaissances en analyse spectrale en utilisant l'analyseur de spectres mis à votre disposition.

α) Appliquer un signal alternatif en E1 d'amplitude 4V c-à-c et de fréquence f_0 puis observer les signaux en S1 et S2. Expliquer pourquoi le signal S1 est fortement distordu alors que le signal S2 est quasi sinusoïdal.

β) Appliquer un signal alternatif en E1 d'amplitude 4V c-à-c et de fréquence $f_0/2$ et observer les signaux en S1 et S2. Comme précédemment le signal S1 est fortement distordu mais cette fois, le signal S2 est également distordu et différent de S1. Proposer une explication.

Remarque *: On observe que pour une même amplitude du signal E1 la distorsion disparaît si le gain de l'amplificateur diminue, c'est à dire si l'on augmente la valeur de P1 ce que l'on obtient en tournant l'axe de P1 vers la droite. La figure 2 montre la relation entre S1 et E1 pour différentes valeurs de P1.*

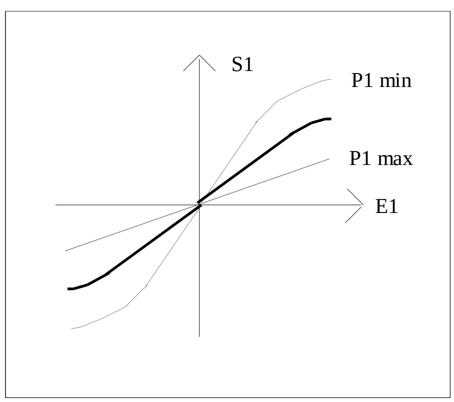

Figure 2 : *L'amplificateur A et sa charge (R-L-C) est non linéaire*

5- Les courbes de la figure 2 peuvent être obtenues expérimentalement en utilisant l'oscilloscope en mode « X-Y ». Appliquer en E1 un signal alternatif d'amplitude 2.2 V c-à-c à la fréquence d'environ 5Hz, envoyer ce signal sur la voie X de l'oscilloscope et connecter S1 à la voie Y. Observer S1 en fonction de E1 pour P1 = 0 et P1max. c'est à dire P1 = 2kΩ.

6- Recherche de la condition d'oscillation : appliquer un signal alternatif en E1 d'amplitude 1V c-à-c et de fréquence f_0, ajuster P1 de manière à obtenir $\frac{S2}{E1} = 1$. Fermer alors la boucle en positionnant K1 en 2. Vous pouvez alors retirer le générateur appliqué en E1.

- Mesurer la fréquence des oscillations et comparez-la à f_0.
- Vérifier que si la valeur de P1 est très légèrement augmenté (le gain diminue) les oscillations cessent.

I-2- Etude en boucle fermée : Démarrage des oscillations, taux de distorsion et non-linéarités [BONUS]

7- Démarrage des oscillations : Pour observer le démarrage des oscillations, basculer K2 en position "Etude du régime transitoire" et appliquer un signal logique (0 à 5V) en E2. Enregistrer successivement le démarrage des oscillations pour P1 juste à la limite des oscillations et pour P1 minimum (voir la figure 3). Que constatez-vous ? Mesurer les constantes de temps des transitoires pour les deux cas précédents.

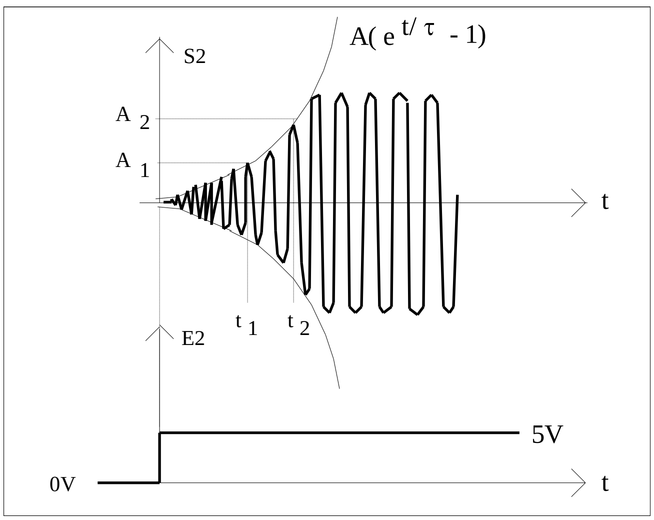

Figure 3 : *Transitoires lors du démarrage des oscillations*

8- Observer le transitoire quand P1 est ajusté juste en dessous de la valeur limite des oscillations, c'est à dire pour un gain de boucle <1.
Penser à modifier la sensibilité verticale de l'oscilloscope pour observer le transitoire.

II- Oscillateur de type Pierce : stabilité et intérêt des résonateurs piézoélectrique à quartz

La maquette, explicitée en figure 4, comprend deux oscillateurs de type Pierce. Un des oscillateurs utilise un quartz dans le réseau de réaction, l’autre un circuit L-C avec des composants discrets. La tension d’alimentation des oscillateurs est variable et permet d’étudier la dépendance de la fréquence des oscillations en fonction de la tension d’alimentation.

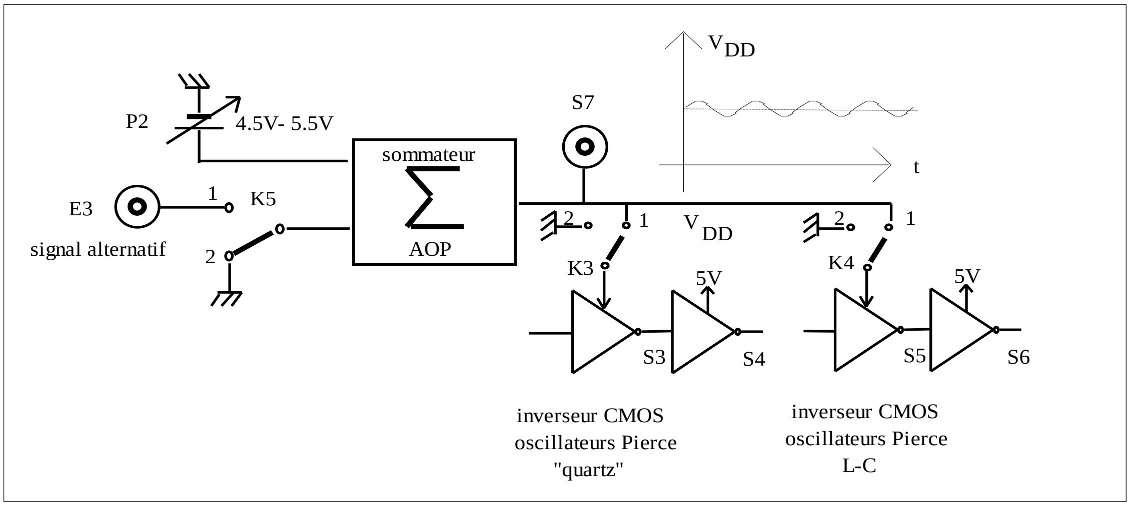

Figure 4 : *Dispositif utilisé pour modifier la tension d'alimentation des inverseurs CMOS*

9- Stabilité de F_{osc} : Dépendance avec la tension d'alimentation V_{DD}

1- **Positionner K5 en 2, K3 en 2 et K4 en 1 :** seul l'oscillateur Pierce avec des composants L-C discrets est alimenté. A l'aide du fréquencemètre, mesurer la fréquence f_o en S6 pour V_{DD} compris entre 4,5 et 5,5V, la tension V_{DD} est mesurée en S7.

2- **Positionner K5 en 2, K3 en 1 et K4 en 2 :** seul l'oscillateur Pierce avec quartz est alimenté. A l'aide du fréquencemètre, mesurer la fréquence f_o en S4 pour V_{DD} compris entre 4,5 et 5,5V.

Tracer les variations $\dfrac{f_o - f_{o(5V)}}{f_{o(5V)}}$ en fonction de V_{DD} pour les deux oscillateurs, compte tenu de la différence des rapports on adoptera des échelles verticales différentes pour les deux courbes.
Conclusion quant à l'intérêt de l'oscillateur à quartz par rapport à l'oscillateur à composants discrets ?