I.U.T. de VELIZY

UNIVERSITE DE VERSAILLES-SAINT-QUENTIN-EN-YVELINES

RESEAUX
ET
TELECOMUNICATIONS

Cours TD, TP électronique
module E4

Chapitre 4 : Les oscillateurs

Emmanuelle Peuch

INTRODUCTION

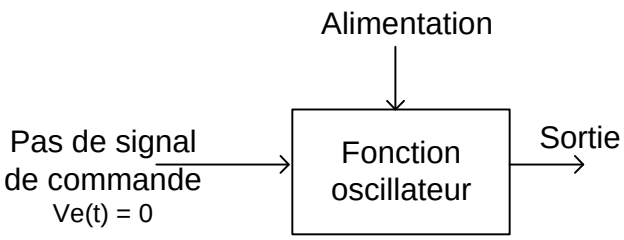
Les oscillateurs, sous toutes leurs formes, font partie des circuits électroniques les plus employés:

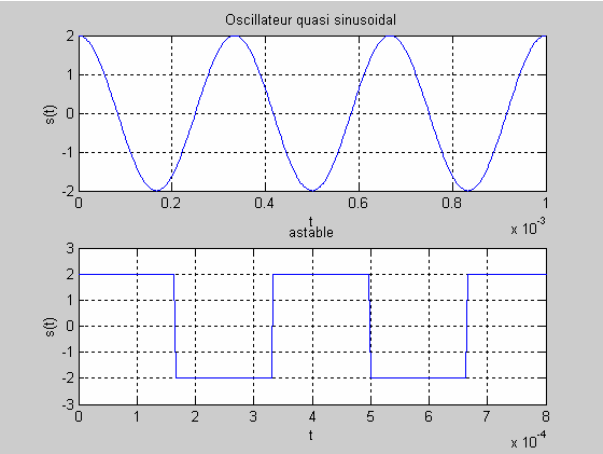
- Un microprocesseur utilise une horloge pour effectuer ses opérations.
- En transmission de données numériques, on utilise une horloge pour cadencer la transmission.
- En transmission de données avec *modulation*, on utilise des oscillateurs sinusoïdaux pour générer la porteuse.

...

L'objectif de ce cours est de présenter différentes structures d'oscillateurs, et leurs caractéristiques (stabilité en fréquence, domaine de fonctionnement en fréquence), afin de pouvoir choisir un oscillateur pour une application donnée.

⇨ Définition d'un oscillateur





Un oscillateur est un montage **autonome** (pas de signal de commande) qui génère **spontanément** un signal alternatif lors de la mise sous tension.

Nous étudierons dans un premier temps les oscillateurs astables à amplificateurs opérationnels. Puis nous terminerons avec les oscillateurs sinusoïdaux basse fréquence, haute fréquence et à quartz.

TABLE DES MATIERES

COURS

I STRUCTURE GENERALE D'UN OSCILLATEUR QUASI-SINUSOÏDAL 3

II OSCILLATEUR BASSE FREQUENCE : RESEAU DE REACTION RC 6

II.1 GENERALITES 6
II.2 OSCILLATEUR A PONT DE WIEN (UTILISATION DU FILTRE DE WIEN) 6

III LES OSCILLATEURS HAUTE FREQUENCE : RESEAU DE REACTION LC 8

III.1 GENERALITES 8
III.2 STRUCTURE GENERALE 8
III.2.1 OSCILLATEUR HARTLEY 9
III.2.2 OSCILLATEUR COLPITTS 9
III.2.3 OSCILLATEUR DE CLAPP 10

IV LES OSCILLATEURS A QUARTZ 11

IV.1 GENERALITES 11
IV.2 MODELISATION DU QUARTZ 11
IV.3 CAPACITE DE CHARGE ET DECALAGE EN FREQUENCE 14
IV.4 EXEMPLES D'OSCILLATEURS A QUARTZ 15

V PERFORMANCE D'UN OSCILLATEUR : PURETE SPECTRALE 17

VI CONCLUSION 18

TRAVAUX DIRIGES 19

TRAVAUX PRATIQUES 22

Les oscillateurs sinusoïdaux

I Structure générale d'un oscillateur quasi-sinusoïdal

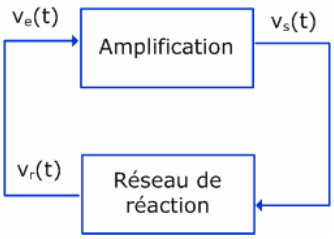
⇨ **Fonction:** délivrer un signal sinusoïdal aussi pure que possible (dénué d'harmoniques) de fréquence et d'amplitude fixes (ou ajustables par l'utilisateur). La sortie vs(t) s'écrit alors :

$$vs(t) = V_s.\cos(2.\pi.F_o.t)$$

Avec V_s = amplitude maximale et F_o = fréquence des oscillations

⇨ **Structure générale:** Un oscillateur comporte toujours un élément actif (circuit amplificateur) associé à circuit passif (un filtre). L'élément actif est souvent un transistor bipolaire, à effet de champ ou un amplificateur opérationnel.

Sa structure est celle d'un système bouclé dans lequel une fraction du signal de sortie est ramenée à l'entrée pour assurer l'auto entretien des oscillations. D'une façon générale, on peut représenter un oscillateur par le schéma bloc ci-dessous :



Si le signal $v_r(t)$ est identique à $v_e(t)$, alors on peut le refermer sur l'entrée de l'amplificateur et on obtient $v_s(t)$ souhaitée sans appliquer de signal de commande extérieur.

Cette condition n'est satisfaite que pour une fréquence bien définie appelée fréquence d'oscillation.

La structure d'un tel oscillateur se reconnaît par le fait que la sortie de l'amplificateur est rebouclée sur l'entrée via le réseau de réaction qui est, rappelons le, un circuit passif.

⇨ **Principe de fonctionnement et condition d'oscillation (régime permanent sinusoïdal) :**

Soit $\underline{A}(\omega)$ la fonction de transfert de l'amplificateur et soit $\underline{K}(\omega)$ la fonction de transfert du réseau de réaction.

Nous avons: $\underline{V_s}=\underline{A}*\underline{V_e}$ et $\underline{V_e}=\underline{K}*\underline{V_s}$

d'où $\underline{V_s}(1-\underline{AK}) = 0$

- Solution de cette équation:

  - **si (1-AK) ≠ 0** alors il faut $V_s = 0$: on n'a donc **pas d'oscillations**.

  - **si (1-AK) = 0** alors l'équation est satisfaite avec $V_s \neq 0$: **notre système présente donc des oscillations.**

La condition limite d'oscillation est connue sous le nom de **critère de Barkhausen**:

$\underline{A}*\underline{K} = 1 \Leftrightarrow |A|*|K| = 1$ et $\mathrm{Arg}(\underline{A}*\underline{K}) = 0$ (ce qui signifie que le réseau de réaction doit compenser le déphasage éventuel apporté par l'amplificateur)

- ***Interprétation :***

Le système bouclé doit donc être conçu de telle sorte que, pour une seule fréquence F_o, la tension à la sortie du réseau de réaction soit exactement égale en phase et en amplitude avec la tension d'entrée de l'amplificateur. Pour cela, le système doit posséder un filtre sélectif.

Ainsi, la partie imaginaire du produit $\underline{A}*\underline{K} = \underline{V_r}/\underline{V_e}$ (boucle ouverte) doit être nulle. Ceci permet de fixer parfaitement la fréquence des oscillations Fo.

La condition $|A(Fo)|*|K(Fo)| = 1$ (c'est à dire $\underline{V_r} = \underline{V_e}$: la boucle est fermée) impose une condition d'amplification à la fréquence F_o calculée précédemment.

- Attention, il est à noter que parfois il est difficile de séparer l'oscillateur en deux fonctions aussi schématiques (amplificateur / filtre) et on est obligé alors d'utiliser la forme générale : $\underline{A}*\underline{K} = 1$ (voir plus loin la condition sur l'impédance d'entrée de l'amplificateur).

- Ces conditions n'imposent rien quant à l'amplitude du signal de sortie.

◆ *Difficultés de réalisation de la condition d'amplification :*

La condition $|A(Fo)|*|K(Fo)|=1$ est difficile à réaliser exactement (imprécision des caractéristiques des composants, dérive de ces caractéristiques lors du fonctionnement, …). Or :

- si A(Fo)*K(Fo) < 1 le signal de retour est trop faible pour entretenir les oscillations et elles disparaissent. Il n'y a pas d'oscillations.

- si $A(F_o)*K(F_o) > 1$ les oscillations ne cessent de croître. Dans la réalité, ces oscillations vont être écrêtées. Cette limitation est due aux non linéarités de l'amplificateur (saturation de l'amplificateur opérationnel, du transistor,..)

> Ainsi, on devra plutôt réaliser, en pratique, la condition **$A(F_o)*K(F_o) \geq 1$** (légèrement supérieur à) pour être sûre que les oscillations démarrent.

Si l'oscillation n'est pas immédiate au démarrage, on peut prévoir un élément variable (un potentiomètre) de manière à réaliser $A(F_o)*K(F_o) > 1$, puis revenir à la valeur exacte $A(F_o)*K(F_o) = 1$ dès que l'oscillation s'est produite.

Si l'amplificateur sature légèrement, sur la sortie vs(t) on a alors un signal comportant des harmoniques. Ce signal est injecté dans le filtre qui, si il est suffisamment sélectif (coefficient de qualité Q élevé), va éliminer une grande partie des harmoniques de vs(t) (sauf la composante à F_o !). Le signal en $v_r(t)$ sera donc quasi-sinusoïdal: c'est pourquoi on préfère souvent récupérer le signal de l'oscillateur en sortie du réseau de réaction.

Une solution pour éviter toute saturation du signal de sortie $v_s(t)$ est de contrôler l'amplitude de ce signal en introduisant un élément non linéaire (thermistance, transistor à effet de champ) : on réalise alors un Contrôle Automatique de Gain (CAG).

Il est nécessaire que les **amplificateurs aient une très grande impédance d'entrée** (si ce n'est pas le cas, il faut prévoir une adaptation d'impédance). Ceci permet alors de dissocier l'amplificateur du circuit passif.

On peut classer les oscillateurs selon différents critères. On peut utiliser comme critère principal la constitution des éléments du circuit passif. On trouve alors :

- les oscillateurs à réseaux de réaction RC,
- les oscillateurs à réseaux de réaction LC,

- les oscillateurs à quartz.

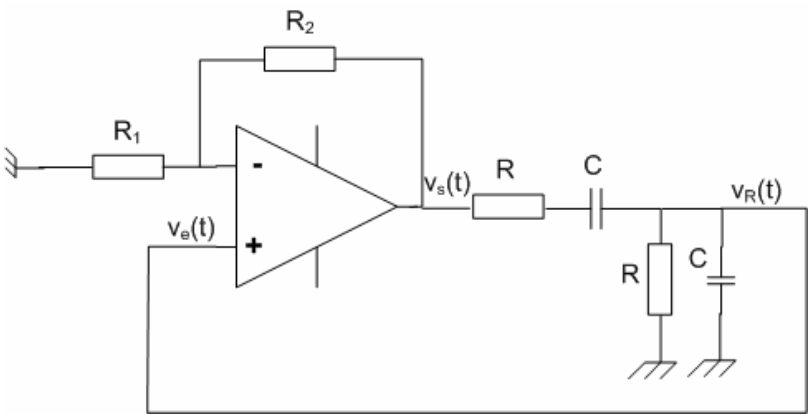
I Oscillateur basse fréquence : réseau de réaction RC

I.1 Généralités

Domaine en fréquence: Oscillateurs de quelques hertz à quelques centaines de kHz.

A ces fréquences, la fonction amplification peut être réalisée à l'aide d'amplificateurs opérationnels. La principale précaution à prendre concerne la limitation introduite par le produit Gain par Bande passante = constante, ainsi que celle due à la vitesse de balayage (slew-rate) ; cette dernière introduisant d'ailleurs une non linéarité.

I.2 Oscillateur à pont de Wien (utilisation du filtre de Wien)

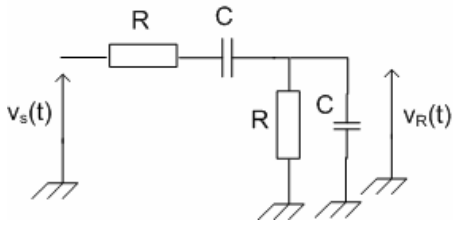


La présence d'un amplificateur opérationnel câblé en **non inverseur** permet de négliger l'influence des résistances de charge (en entrée comme en sortie) sur les fonctions de transfert de A et de K. **On peut donc les étudier séparément**.

⇨ Chaîne directe: fonction amplification

$$A = \frac{Vs}{Ve} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad \text{(Amplificateur non inverseur)}$$

⇨ Chaîne de retour: réseau de réaction constitué du filtre de Wien



$$\underline{K}(\omega) = \frac{Vr}{Vs} = \frac{R//\frac{1}{jC\omega}}{(R//\frac{1}{jC\omega}) + R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{3}.\frac{3jRC\omega}{1+3jRC\omega + j^2R^2C^2\omega^2} = \frac{\frac{1}{3}}{1+j\frac{1}{3}(-\frac{1}{RC\omega}+RC\omega)}$$

⇨ La condition d'oscillation est donnée par : $\underline{A}.\underline{K} = \underline{V_r}/\underline{V_e} = 1$ (C'est à dire que l'on réalise $\underline{V_r} = \underline{V_e}$). Ce qui signifie que la partie imaginaire de ce produit doit être nulle. Cette relation nous permet de déterminer l'expression de la fréquence des oscillations.

$\underline{A}(\omega).\underline{K}(\omega)$ est réelle si $\frac{-1}{RC\omega_0} + RC\omega_0 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$

Le système peut donc produire des oscillations sinusoïdales dont la fréquence est donnée par $Fo = \frac{1}{2\pi RC}$.

⇨ La condition d'amplification est donnée par $\underline{A}(\omega_0).\underline{K}(\omega_0) = 1$ à la pulsation d'oscillation ωo. En pratique, il faudra respecter $\underline{A}(\omega_0).\underline{K}(\omega_0) \geq 1$:

$A(Fo)*K(Fo) \geq 1$

$\Rightarrow \quad (1+\frac{R2}{R1})*\frac{1}{3} \geq 1$ (en F_o, on a $K(F_o)=1/3$)

$\Rightarrow \quad \frac{R2}{R1} \geq 2$

⇨ <u>Conclusion</u>

Pour que notre système oscille, on doit respecter la condition $\frac{R2}{R1} \geq 2$. La fréquence des oscillations sera alors de $Fo = \frac{1}{2\pi RC}$.

Cet oscillateur est très sensible à la valeur donnée aux résistances R1 et R2. La plupart du temps, il est nécessaire d'utiliser un système de CAG pour éviter que le signal en sortie de l'amplificateur ne soit trop saturé (ce qui dégrade le signal de sortie de l'oscillateur). Avec un tel système, cet oscillateur peut osciller jusqu'à 1 Mhz.

La stabilité en fréquence d'un oscillateur à pont de Wien est typiquement de $\frac{\Delta f}{f} \approx 10^{-3}$ *à* 10^{-4} */24h (stabilité à long terme).*

Autre inconvénient:
Le facteur de qualité du filtre (réseau de réaction) est de 1/3, ce qui est faible: cet oscillateur n'a donc pas une très bonne pureté spectrale.

II Les oscillateurs haute fréquence : réseau de réaction LC

II.1 Généralités

Domaine en fréquence: d'une centaine de kHz à quelques dizaines de MHz.

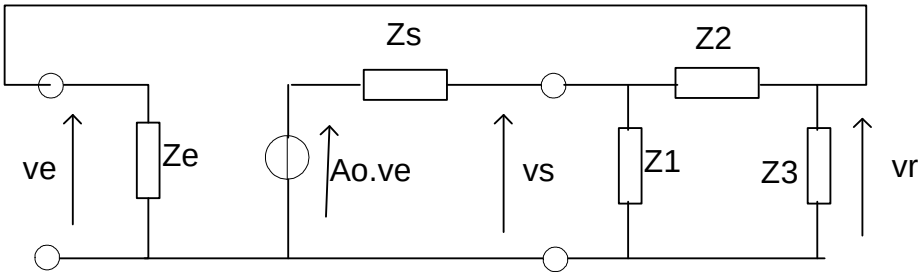
Pour des fréquences élevées, on utilise des oscillateurs LC comprenant des inductances et des condensateurs réels ou certains matériaux cristallins piézoélectriques (quartz) équivalents à des circuits LC. Ces derniers donnent des fréquences très stables.

L'amplificateur est réalisé à partir de ***transistors bipolaires ou transistors FET***.

Dans cette partie nous ne présenterons que les oscillateurs utilisant une cellule en π. On distingue usuellement trois types de cellules présentées ci-après. Puis dans la partie suivante nous présenterons les oscillateurs à quartz.

II.2 Structure générale

L'amplificateur de tension est un amplificateur à transistor et il est associé au réseau de réaction en π (éléments L et C en π). La structure générale est alors la suivante (on utilise la modélisation de l'amplificateur par son impédance d'entrée Z_e, son impédance de sortie Z_s et son gain en tension à vide) :

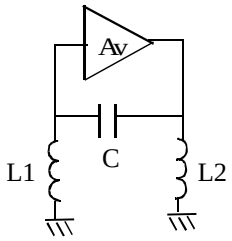


Pour que la condition d'oscillation puisse être respectée il faut impérativement que les éléments Z1 et Z3 soient de même nature et opposés à l'élément Z2. Deux possibilités sont donc à envisager :

Z1 et Z3 sont des condensateurs, Z2 est une bobine : on obtient un oscillateur ***de type Colpitts.***

Z1 et Z3 sont des bobines, Z2 est un condensateur : on obtient un oscillateur ***de type Hartley***.

II.2.1 Oscillateur Hartley



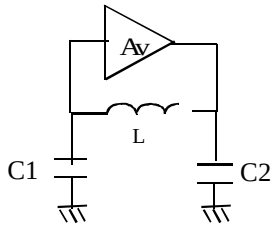
L'adaptation d'impédance est réalisée si Ze >> Zr avec Zr ≈ L1.ω

On a alors :

$$F0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L1+L2)C}}$$

Les caractéristiques de cet oscillateur sont semblables à celles des oscillateurs Colpitts décrits ci-dessous.

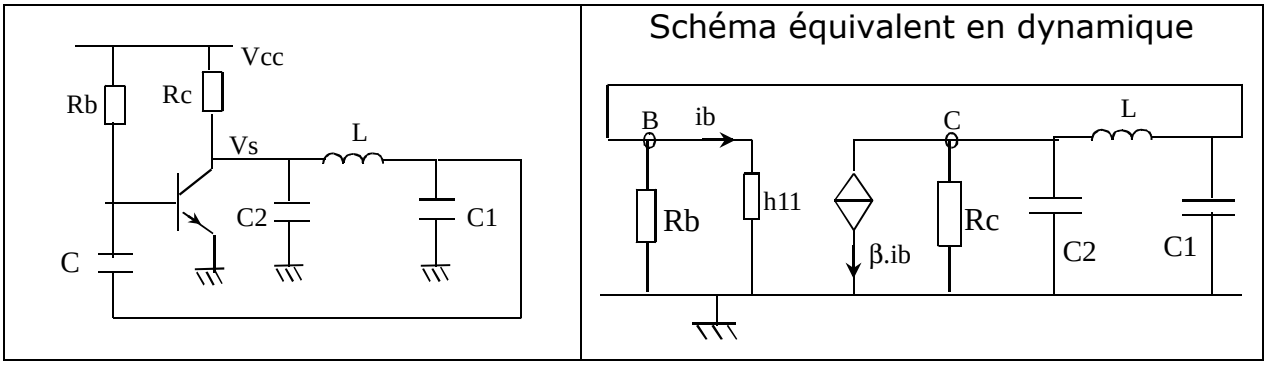
II.2.2 Oscillateur Colpitts



L'adaptation d'impédance est réalisée si Re >> Zr avec Zr ≈ $\frac{1}{C1.\omega}$

On a alors : Fo = $\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L*C1*C2}{C1+C2}}}$

Exemple : Oscillateur Colpitts à amplificateur à transistor bipolaire



La condition d'adaptation d'impédance est approximativement :

(Rb//h_{11}) >> $\frac{1}{C1.\omega o}$. On a alors, après calculs, Fo = $\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L*C1*C2}{C1+C2}}}$

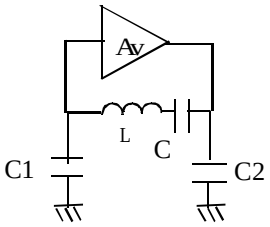
C'est un montage assez sensible aux capacités parasites de l'amplificateur. Les capacités parasites d'entrée et de sortie de l'amplificateur viennent modifier la fréquence des oscillations:

C'1 = C1 + Ce
C'2 = C2 + Cs

d'où Fo = $\dfrac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{L*C'1*C'2}{C'1+C'2}}}$

Pour palier à cet inconvénient, on utilise la **cellule de Clapp**. L'inductance L est remplacé par un circuit résonant **série** LC

II.2.3 Oscillateur de Clapp



L'adaptation d'impédance est réalisée si Re >> Zr avec

Zr ≈ $\dfrac{1}{C1.\omega}$

On a alors :

$$Fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{L*C}{1+\dfrac{C}{C1}+\dfrac{C}{C2}}}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}}$$

La capacité C est insensible aux capacités parasites (il n'y a que C1 et C2 qui y sont sensibles). Il faut donc que ce soit C qui soit le terme prépondérant pour la détermination de Fo.

Il faut donc C/C1 et C/C2 très faibles devant l'unité c'est à dire C<<C1 et C<<C2. Ainsi, nous avons

$$Fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}}*\sqrt{1+\frac{C}{C1}+\frac{C}{C2}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L*C}}$$

Cet oscillateur est le plus stable (en fréquence) des oscillateurs LC.

La présence d'un circuit résonateur de grande sélectivité permet de minimiser

(Voir éliminer) les harmoniques. Le signal sinusoïdal est donc relativement pur. Ces oscillateurs s'auto limitent en amplitude, il n'y a donc pas besoin de contrôle automatique de gain.

Cependant, pour obtenir des **oscillateurs très stables en fréquence à long terme**, on fait appel au quartz. Les oscillateurs à quartz sont de plus en plus répandus. On les trouve dans les systèmes à PLL que ce soit pour la transmission ou bien pour les synthétiseurs de fréquence. Les cartes à microprocesseurs sont dotées d'une horloge qui est réalisée par un oscillateur à quartz. Le chapitre suivant va donc être consacré aux oscillateurs à quartz.

III Les oscillateurs à quartz

III.1 Généralités

Les oscillateurs à quartz sont destinés à produire des signaux de haute précision très stables en fréquence.
C'est le cas par exemple des émetteurs radiophoniques qui doivent garder des fréquences très précises fixées à l'avance. C'est le cas aussi des étalons de temps dans les montres électroniques.

La grande stabilité de la fréquence des oscillateurs à quartz provient d'une part de la valeur élevée du facteur de qualité (de l'ordre de 10^5 à 10^6) et, d'autre part, des excellentes propriétés mécaniques du quartz.

Les quartzs d'usage général ou industriel vont de 3 MHz à 14 MHz environ. La gamme professionnelle s'étend de 1 MHz à 125 MHz, mais peut atteindre 251 MHz suivant la demande. Cependant, c'est la gamme de 1,8 à 125 MHz qui est la plus utilisée. Précisons que l'obtention de fréquences supérieures à la dizaine de mégahertz n'est envisageable qu'en faisant fonctionner le quartz sur ses harmoniques (ou partiels) 3, 5 ou 7.

En pratique, les variations de fréquence des oscillateurs utilisés couramment pour les applications de transmission vont de $\frac{\Delta f}{f}$ =1 ppm à 10^{-3} ppm (soit de 10^{-6} à 10^{-9})

Ex : Une montre à quartz utilise une fréquence de 32 768 Hz. Pour une variation relative de

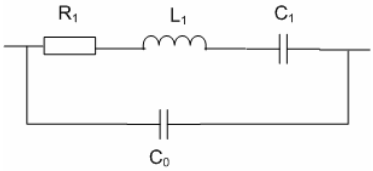
$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-6}$$

La précision peut atteindre f = 32 768 ± Δf = 32 768 ± 0,03 Hz

III.2 Modélisation du quartz

Un oscillateur à quartz présente une stabilité en fréquence bien supérieure à celle obtenue avec des circuits RC ou LC.

Du point de vu électrique, on peut ***modéliser*** le quartz, autour de l'une de ses fréquences de résonance, par le dipôle suivant:



- Branche série R1, L1, C1 traduisant l'effet piézoélectrique du quartz.

  L_1 = inductance motionnelle
  C_1 = capacité motionnelle
  R_1 = pertes mécaniques

- C_0 = capacité électrostatique, capacité associée aux électrodes métalliques qui constituent un condensateur plat.

Ordres de grandeur:

C_1 est de l'ordre de 10 à 25 femto Farad (10^{-15} Farad). Ce n'est donc pas une capacité réalisable physiquement.

C_0 est de l'ordre de 5 pF (capacité électrostatique)

R_1 de l'ordre de 75 à 200 Ω. R_1 est souvent négligée ($R_1 << 1/(\omega C_0)$)

Ordre de grandeur de $\frac{C0}{C1} \approx$ 300 à 500

Facteur de qualité: Q = 25000 à 50000 pour un quartz ordinaire

---

- **Calcul de l'impédance du quartz**

$$Z2 = (R1 + jL1\omega + \frac{1}{jC1\omega}) // \frac{1}{jCo\omega}$$

$$= \frac{1}{\omega} * \frac{-jR1.C1.\omega + L1.C1.\omega^2 - 1}{R1.C1.Co.\omega + jL1.C1.C0.\omega^2 - j(C1 + Co)}$$

- **Si on néglige les pertes mécaniques, nous avons:**

$$Z2 = \frac{-j.(1-L1.C1.\omega^2)}{\omega(C1+Co)(1-L1\frac{C1.Co}{C1+Co}\omega^2)}$$

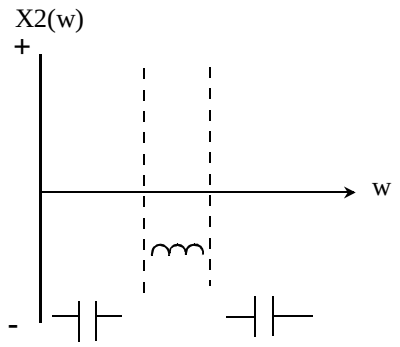
On pose $\omega r = \frac{1}{\sqrt{L1.C1}}$ et

$$\omega a = \frac{1}{\sqrt{L1\frac{C1.Co}{C1+Co}}} \quad (\omega_r < \omega_a)$$

F_s = fréquence de résonance série. Elle correspond à la résonance série de L_1 et C_1: le quartz se présente alors comme une résistance de faible valeur R_1.

F_a = fréquence d'antirésonance parallèle. Elle correspond à la situation dans laquelle l'ensemble L_1-C_1 apparaît comme inductif et entre en résonance parallèle avec C_0.

D'où $Z_2 = j*\frac{-(1-\frac{\omega^2}{\omega r^2})}{\omega(C1+Co)(1-\frac{\omega^2}{\omega a^2})} = j.X_2$



$\omega \to 0 \Rightarrow X2 \to \frac{-1}{\omega(C0+C1)}$

$\omega \to \infty \Rightarrow X2 \to \frac{-1}{Co.\omega.}$

$\omega = \omega r \Rightarrow X2 = 0$: L1 et C1 résonnent (équivalent à un court circuit)

$\omega = \omega a \Rightarrow X2 \to \infty$ (circuit bouchon)

Entre ωr et ωa, le quartz se comporte comme un circuit inductif ($X2 > 0$).

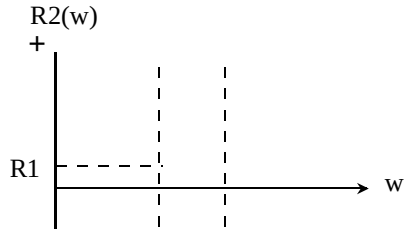
<u>Remarques:</u>

$\omega a = \omega r * \sqrt{1+\frac{C1}{C0}}$ d'où $\omega a \approx 1{,}0017 * \omega r$ Les fréquences de résonance et d'antirésonance sont très proches l'une de l'autre.

Or C1 << C0 on peut donc écrire: $\omega a = \omega r * (1 + \frac{C1}{2.Co})$ (développement limité $(1+\varepsilon)^n = 1+n.\varepsilon$)

Si on ne néglige pas R1, Fr et Fa ne varient que de quelques hertz (devant le MHz !). Ainsi, on peut négliger R1 pour le calcul de la partie imaginaire de Z2.

- <u>Allure de la partie réelle de Z2:</u>



III.3 <u>Capacité de charge et décalage en fréquence</u>

Lors de la fabrication d'un quartz, la fréquence désirée ne pourra être obtenue qu'avec une précision limitée (tolérances de fabrication). Dans un oscillateur, il est donc nécessaire **d'introduire une capacité de charge Cl** qui va permettre d'ajuster la fréquence de fonctionnement Fl à la fréquence nominale.

Extrait de la documentation du constructeur R.T.C: résonateurs et oscillateurs à quartz

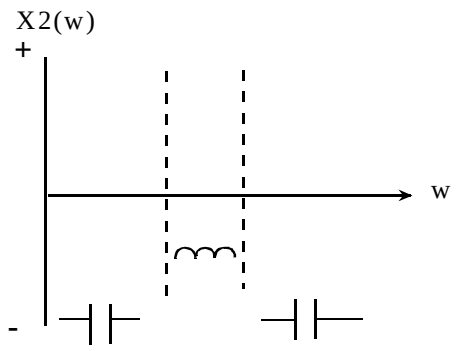
Caractéristiques principales:
Fréquence nominale 1000,000 KHz
Mode de vibration fondamental

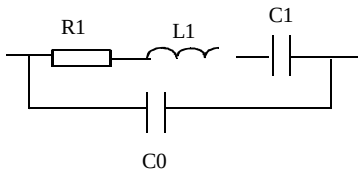
Caractéristiques électriques
Fréquence de résonance FL 1000,000khz
avec une capacité de charge CL 20 pF

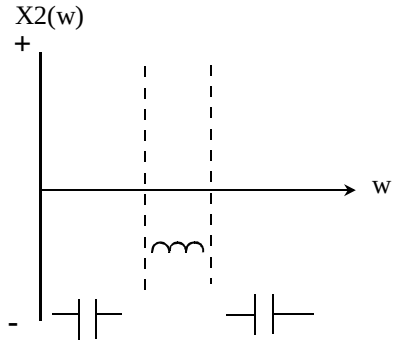
C1 typ 9 fF
C0 typ 3,5 pF

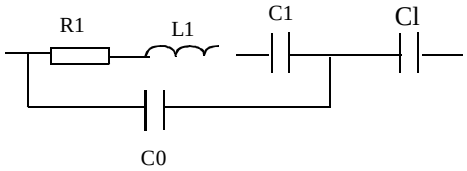
Les valeurs normalisées des capacités de charge pour les quartz fonctionnant sur le mode fondamental sont:20 pF, 30 pF, 50 pF, 100 pF

⇨ **Influence de la capacité de charge:**









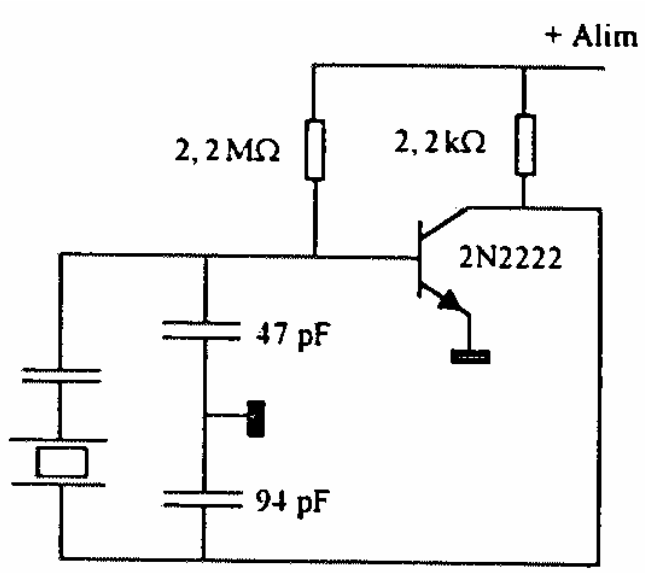
Charge CL en série

FL = $\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L1\dfrac{C1(Co+CL)}{C1+(Co+CL)}}}$ et RL = $R1(1+\dfrac{Co}{CL})^2$

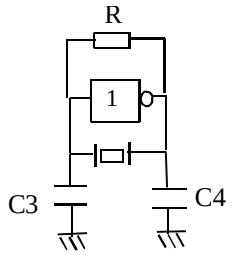
III.4 <u>Exemples d'oscillateurs à quartz</u>

A l'aide d'un quartz, on fabrique aussi bien des oscillateurs de signaux carrés fournissant des signaux binaires (horloge des microprocesseurs) que des oscillateurs sinusoïdaux.

⇨ Les oscillateurs sinusoïdaux sont inspirés des montages classiques à résonateur LC du genre Hartley ou Colpitts, le quartz étant lui même un résonateur. On bénéficie avec un quartz de l'avantage d'une fréquence pouvant être très élevée et très stable. Un exemple d'oscillateur est donné ci-dessous :



⇨ Un exemple de montage délivrant des signaux binaires stabilisés par un quartz est donné ci-dessous :



On rencontre couramment cet oscillateur dans les circuits intégrés complexes à oscillateur d'horloge incorporé (horloge de circuits numériques).
Ce type de structure convient parfaitement pour des quartz qui fonctionnent sur leur fondamental, dans la gamme 1MHz - 25 MHz.
Grâce à la résistance R de contre réaction (R = 1 MΩ en général), l'inverseur logique (74C04) se comporte en amplificateur linéaire: il est polarisé autour du point de fonctionnement Ve = Vs = Vdd/2. Il introduit un déphasage de 180° (inverseur).

Exploité en mode parallèle (Fr < F_L < Fa), le quartz se comporte comme une forte inductance qui, associée aux deux condensateurs, forme un filtre en π introduisant lui aussi un déphasage de 180°.
La valeur de ces condensateurs C3 et C4 (généralement identiques) est choisie de telle sorte que leur association en série corresponde à la capacité de charge C_L préconisée pour le quartz.

Dans notre montage, XL = $\frac{-1}{C3*\omega}+\frac{-1}{C4*\omega}$ (C3 et C4 en parallèle)

$$= \frac{-1}{\frac{C3*C4}{C3+C4}*\omega}$$

d'où CL = $\frac{C3*C4}{C3+C4}$

⇨ **Inverseur bufferisé (constitués de trois étages inverseurs en cascade) ou non bufferisé (un seul étage):**
Le gain des premiers dépasse 10 000 tandis que celui des seconds n'excède guère quelques centaines. Bien que les deux types permettent la réalisation de bons oscillateurs, les inverseurs bufférisés sont plus avantageux sur le plan de la consommation, mais jusqu'à 5 fois moins stables.

⇨ **Souvent on rencontre une résistance Rs** entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée du quadripôle de réaction. Cette résistance isole le quartz de la sortie de l'inverseur, ce qui améliore la forme d'onde à ce niveau. Sa valeur doit être à peu près égale à la réactance capacitive du condensateur à la fréquence d'oscillation.

Extrait de la documentation du constructeur R.T.C: résonateurs et oscillateurs à quartz

Oscillateurs intégrés:

Ils comprennent un quartz et son circuit oscillant associé. Connectés à la tension d'alimentation préconisée, ils fournissent un signal de sortie de forme et de fréquence requises.
Pour les applications nécessitant une très grande stabilité en fréquence, un réseau de compensation est ajouté à l'oscillateur de façon à réduire considérablement la dérive en température.

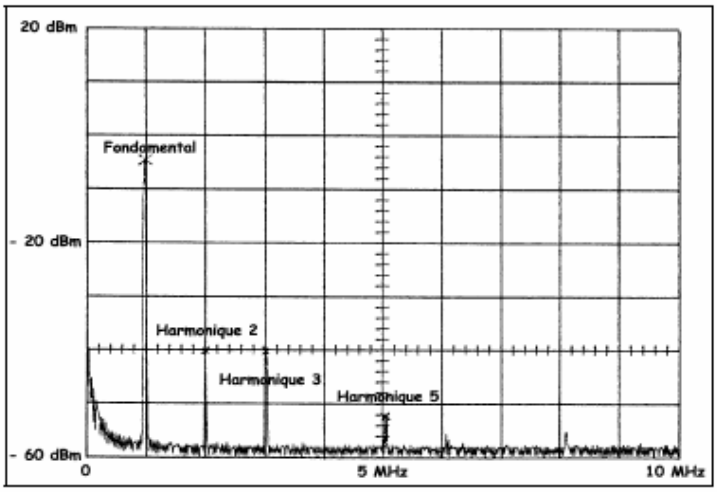
Pour information: en mode série, on exploite la fréquence de résonance qui apporte un déphasage nul, et on reboucle le quartz avec un amplificateur non inverseur. Ce montage est plutôt adapté aux quartz prévus pour fonctionner sur leurs harmoniques:

Quartz 20 à 90 Mhz: partiel 3
Quartz 50 à 150 Mhz: partiel 5
Quartz 90 à 200 Mhz: partiel 7

IV Performance d'un oscillateur : pureté spectrale

La qualité d'un oscillateur est d'abord évaluée par analyse spectrale su signal à sa sortie et calcul du taux de distorsion.

Exemple : spectre d'un signal issu d'un oscillateur à 1 MHz



Ce signal contient un fondamental et des harmoniques :

F = - 5 dBm = 126 mV
H2 = - 40 dBm = 2,2 mV
H3 = - 40 dBm = 2,2 mV
H5 = - 52 dBm = 0,6 mV

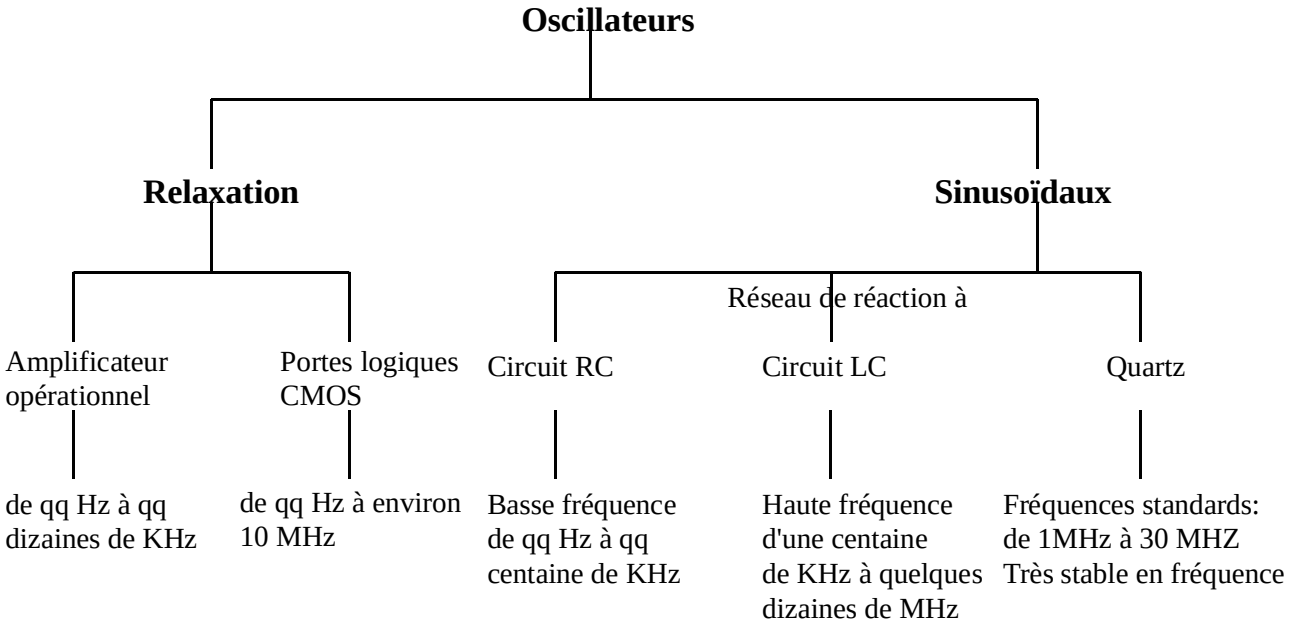
Le taux de distorsion harmonique s'écrit :

$$t_d = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \ldots}}{F}$$

$$= \frac{\sqrt{2,2^2 + 2,2^2 + 0,6^2}}{126} = 2,5\%$$

Le taux de distorsion harmonique (TDH) reflète la qualité du signal obtenu en sortie de l'oscillateur.

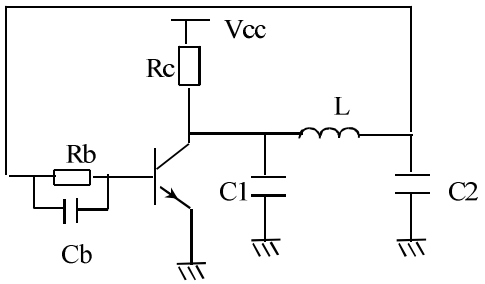
V Conclusion



Travaux dirigés : les oscillateurs sinusoïdaux

I Oscillateur Colpitts

Le schéma de l'oscillateur est le suivant:

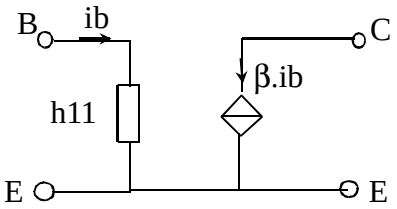


On donne:

R_C = 3,9 KΩ
R_B = 680 kΩ
C_B = 2,2 µF

A la fréquence de travail, la capacité Cb est considérée comme un court-circuit.

En dynamique, le transistor bipolaire est modélisé par:



1- Sur le schéma de l'oscillateur, retrouvez la fonction amplification et le réseau de réaction.

2- Dessiner un modèle dynamique de l'ensemble du circuit.

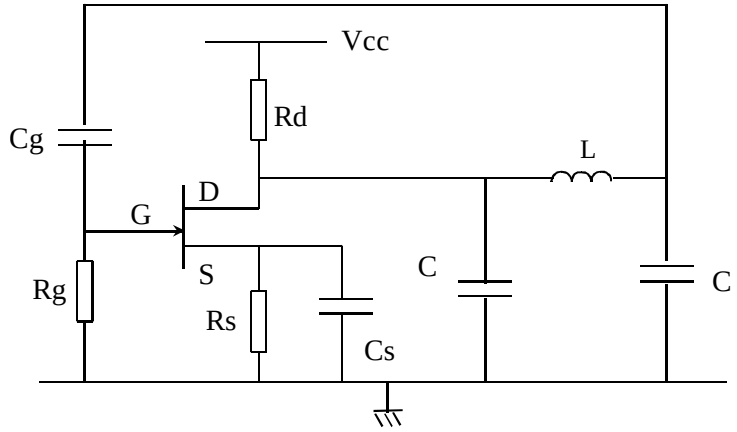
3- Déterminez l'expression de la fréquence d'oscillation Fo de cet oscillateur ainsi que la condition de démarrage des oscillations.

4- Ecrire une relation permettant de réaliser une adaptation d'impédance correcte.

5- On souhaite obtenir une fréquence d'oscillation de Fo = 500 kHz. Déterminez alors L, C1 et C2 pour respecter ce cahier des charges.

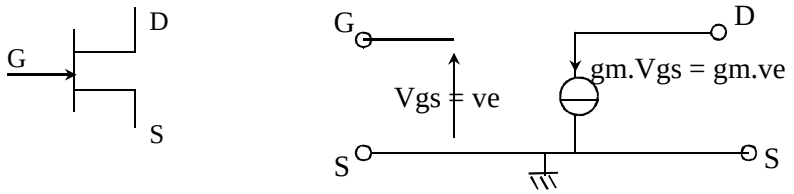
II Oscillateurs Colpitt et de Pierce

Première partie : oscillateur Colpitt à JFET



L'impédance des capacités Cg et Cs est considérée comme nulle à la fréquence de travail.
La résistance Rg est de 1 MΩ.

Le schéma équivalent en dynamique du transistor JFET est donné ci-dessous :



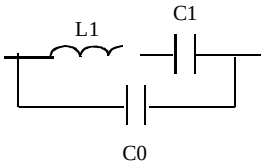
1- Tracez le schéma équivalent en dynamique de l'oscillateur.

2- Déterminez la fréquence d'oscillation Fo ainsi que la condition de démarrage des oscillations de cet oscillateur.

Deuxième partie : oscillateur de Pierce

Dans l'oscillateur Colpitt précédent, on remplace la bobine L par un quartz.

Le schéma équivalent du quartz est rappelé ci-dessous :



On posera C' = $\frac{Co.C1}{Co+C1}$

1- Etablir l'expression de l'impédance du quartz sous la forme Z_Q = jX avec

$$X = -\frac{1}{Co.\omega} * \frac{\omega^2 - \omega s^2}{\omega^2 - \omega p^2}$$

Précisez les expressions de ωs et ωp en fonction de L1, C1 et C'.

2- En utilisant les résultats de la première partie (question 3), écrire les conditions d'oscillations du montage.

3- <u>Application numérique</u> :

C = 30 pF, L1 = 1 H, C1 = 10^{-2} pF, C_0 = 10 pF

Calculez les fréquences Fs, Fp et Fo. En déduire la zone dans laquelle le quartz est utilisé pour cette application.

Travaux pratiques : Oscillateur de Wien
Durée = 4h00

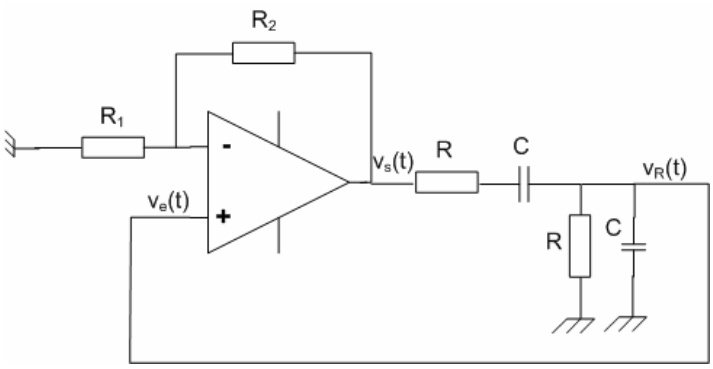
Objectif: Mise en oeuvre d'un oscillateur quasi-sinusoïdal à réseaux RC:

- *Mesure des caractéristiques du filtre de Wien*
- *Réglages de l'oscillateur à pont de Wien.*
- *Taux de distorsion harmonique*

Documents techniques:

⇨ Fiche constructeur de l'amplificateur opérationnel TL082

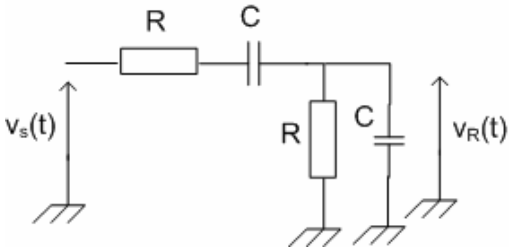
Montage étudié:



Alimentation ± 12 V.
On appellera F_o la fréquence des oscillations.

R = 10 kΩ
C = 10 nF

PARTIE 1: mesure des caractéristiques du filtre



Etude théorique

1- Calculez la fonction de transfert $\underline{H}(\omega)$ du filtre : l'écrire sous la forme suivante :

$$\underline{H} = K \frac{\left(2jm\frac{\omega}{\omega o}\right)}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega o} + \left(j\frac{\omega}{\omega o}\right)^2}$$

2- En déduire les ***expressions et valeurs numériques*** de la fréquence centrale Fo, du coefficient de qualité Q du filtre.

Quelle est la valeur maximale du module de $\underline{H}$ en dB ?

3- Tracez l'allure des diagrammes de Bode : module et phase.
En déduire deux procédés de mesure de la fréquence F_0.

Utilisez votre annexe sur les filtres du deuxième ordre pour faire un tracé le plus précis possible.

Mesure des caractéristiques du filtre

1- Quel signal allez-vous appliquer à l'entrée de votre filtre pour relever ses caractéristiques ?

2- Faites les mesures nécessaires pour caractériser votre filtre et relevez son diagramme de Bode en module uniquement.

Il est nécessaire de détailler vos procédures de mesures (Cf TD).

3- Conclure sur les performances de ce filtre.

PARTIE 2: mise en œuvre de l'oscillateur

Etude théorique

1- ***Rappelez*** l'expression de la fonction de transfert du filtre $\underline{K}(\omega)$ (les deux expressions !) et ***déterminez*** l'expression du gain $A(\omega)$ de l'amplificateur.

2- ***Rappelez*** la fréquence des oscillations et la condition sur l'amplification pour que les oscillations apparaissent.

Dans un premier temps nous prendrons R1 = 1kΩ et R2 = 2,2 kΩ.

1- ***Calculez*** la valeur du gain A. D'après votre étude théorique, quelle sera la forme du signal sur la sortie de l'amplificateur vs(t) ?

2- Visualisez et relevez l'oscillogramme de vs(t).

3- Visualisez et relevez l'oscillogramme de vr(t) : pourquoi le signal n'est pas parfaitement sinusoïdal après filtrage (voir votre conclusion sur les performances du filtre, partie 1) ?

4- Relevez le spectre de vr(t) et mesurez les amplitudes et fréquences des harmoniques de rang n = 1 à 5. On présentera les résultats dans un tableau (dBv et Volt Efficace).

Calculez alors le ***taux de distorsion harmonique*** (TDH) de votre oscillateur.

Conclure sur la qualité de votre oscillateur ***avec ces valeurs de résistances***.

Une valeur du TDH supérieure à 1% est considérée comme médiocre en général.

R1 = 1kΩ et R2 = potentiomètre

1- Réglez votre potentiomètre afin d'améliorer la qualité de votre oscillateur.

N'oubliez pas :

- De préciser la valeur de R2 après réglage et la valeur du gain en tension A.
- De relever la nouvelle allure de vr(t) et son spectre.
- De mesurer le nouveau TDH.
- De conclure.

2- Précisez quel est le déphasage entre vs(t) et vr(t) ainsi que la fréquence des oscillations : est ce cohérent avec l'étude du filtre seul (partie 1)?

Observation de vs(t) et vr(t) pour différentes valeurs de gain A : bilan

On pensera à visualiser simultanément vr(t) et son spectre.

⇨ Augmentez petit à petit R2 (précisez alors si vous augmentez ou diminuez le gain A !). Qu'observez vous sur le spectre de vr(t), pourquoi ? (Pensez à visualiser vs(t) pour l'explication).

⇨ Diminuez de nouveau R2 afin de revenir à la condition limite des oscillations.

⇨ Continuez de diminuer R2 : que se passe t-il et pourquoi ?

TABLE DES MATIERES

COURS

I LES MONTAGES ASTABLES : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT 27

II LES ASTABLES A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL 27

II.1 CALCUL DES SEUILS DE COMMUTATIONS 28

II.2 EQUATIONS DE VC(T) 28

II.3 CONCLUSION 30

TRAVAUX DIRIGES 31

TRAVAUX PRATIQUES 32

Les astables : amplificateur opérationnel en mode non linéaire

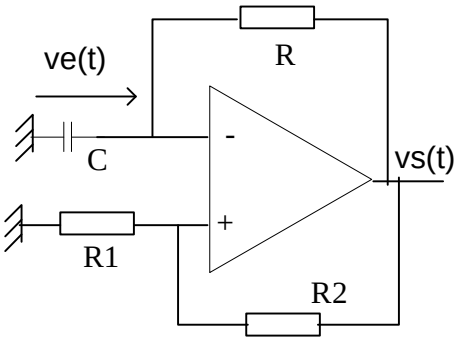
III Les montages astables : principe de fonctionnement

Les montages astables sont des oscillateurs qui produisent des signaux rectangulaires. La période est fixée par les éléments extérieurs au circuit: ***réseau R-C***.

Les oscillateurs de signaux carrés peuvent être réalisés à l'aide d'amplificateurs opérationnels ou de portes logiques (en général, des portes CMOS). Nous n'aborderons ici que les astables à amplificateur opérationnel.

IV Les astables à amplificateur opérationnel

Soit le montage ci-dessous :



Il n'y a pas de signal de commande ve(t) externe: **la sortie est rebouclée sur l'entrée via un circuit R-C.**

Etude des astables :

1- L'amplificateur opérationnel fonctionne en mode non linéaire. La tension de sortie se positionne donc à $+V_{sat}$ tant que $v^+ > v^-$ et à $-V_{sat}$ tant que $V^+ < V^-$. Comme pour les montages comparateurs, on commence donc par ***déterminer les seuils de commutation***, puis on trace ***la caractéristique de transfert*** du montage.

2- La tension ve(t) représente ici la tension aux bornes d'un condensateur : il faut donc déterminer ***les équations de charge et décharge du condensateur*** (Cf cours sur le régime transitoire).

IV.1 Calcul des seuils de commutations

Le principe de calcul est le même que pour les montages comparateurs.

$$v- = Vc(t) \qquad v+ = \frac{R1}{R1+R2} * Vs$$

- Vs = + V_{sat} tant que $v^+ > v^-$ c'est à dire :

$$\frac{R1}{R1+R2} Vsat > vc(t)$$

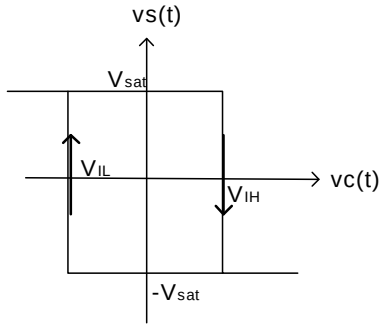
$$\boxed{\text{On pose } V_{IH} = \frac{R1}{R1+R2} Vsat}$$

- Vs = - V_{sat} tant que $v^+ < v^-$ c'est à dire :

$$-\frac{R1}{R1+R2} Vsat < vc(t)$$

$$\boxed{\text{On pose } V_{IL} = -\frac{R1}{R1+R2} Vsat}$$

Nous avons donc :



Tant que vc(t) > V_{IL}, Vs = -V_{sat}.
Tant que vc < V_{IH}, Vs = +Vsat.

Vs passe de +V_{sat} à -V_{sat} lorsque vc(t) **atteint V_{IH} par valeur croissante.**
Vs passe de -V_{sat} à +V_{sat} lorsque vc(t) **atteint V_{IL} par valeur décroissante.**

IV.2 Equations de Vc(t)

Rappel : La solution de l'équation différentielle

$$vc(t) + R.C\frac{dvc(t)}{dt} = vs(t) \qquad (i = C\frac{dvc(t)}{dt})$$

est

$$vc(t) = vc(\infty) + [vc(0+) - vc(\infty)]\ e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{avec} \quad \tau = RC$$

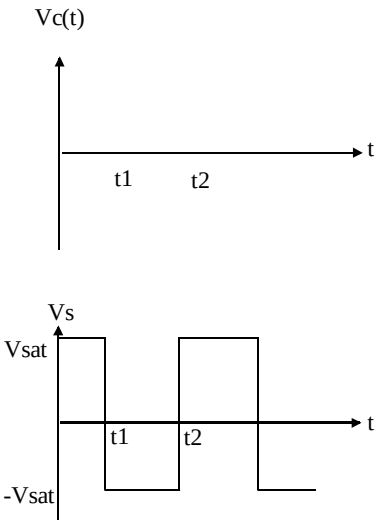
vc(∞) représente la tension aux bornes de la capacité à t = ∞, c'est à dire lorsque la capacité est chargée. On a donc **ic(∞) = 0**.

vc(0+) représente la tension aux bornes de la capacité à t = 0+. La tension aux bornes de la capacité ne peut subir de discontinuité, on a donc **vc(0-) = vc(0+)**.

- **A t=0**, on suppose: Vc(t) =0 et Vs = +Vsat

  Vc(0+) = Vc(0-) = 0 et Vc(∞) = Vsat

  d'où Vc(t) = Vsat(1-$e^{-\frac{t}{\tau}}$) avec τ = RC



- **A t=t_1**, Vc(t1) = V_{IH} et Vs = -Vsat (il y a basculement)

  Vc(t1+) = Vc(t1-) = V_{IH} et Vc(∞) = -Vsat

  d'où Vs(t) = -Vsat + (V_{IH} + Vsat)$e^{-\frac{t-t1}{\tau}}$

- **A t=t_2**, Vc(t2) = V_{IL} et Vs = Vsat (il y a basculement)

  Vc(t2+) = Vc(t2-) = V_{IL} et Vc(∞) = +Vsat

  d'où Vs(t) = +Vsat + (V_{IL} - Vsat)$e^{-\frac{t-t2}{\tau}}$

- **A t=t_3**, Vc(t3) = V_{IH} et Vs = -Vsat (il y a basculement)

  Vc(t3+) = Vc(t3-) = V_{IH} et Vc(∞) = -Vsat

  d'où Vs(t) = -Vsat + (V_{IH} + Vsat)$e^{-\frac{t-t3}{\tau}}$

Le régime permanent est établi à partir de t = t_1.

⇨ **<u>Calcul de la période T afin de déterminer l'expression de T en fonction de R et C (régime permanent).</u>**

- Calcul de T1=t2-t1

  Vc(t2) = V_{IL} = -Vsat + (V_{IH} + Vsat)$e^{-\frac{T1}{\tau}}$ d'où T1 = τ*ln($\frac{Vsat + V_{IH}}{Vsat + V_{IL}}$)

- Calcul de T2=t3-t2

  Vc(t3) = V_{IH} = +Vsat + (V_{IL} + Vsat)$e^{-\frac{T2}{\tau}}$ d'où T2 = τ*ln($\frac{Vsat - V_{IL}}{Vsat - V_{IH}}$)

- En remplaçant V_{IL} et V_{IH} par leur expression en fonction de R1 et R2, on obtient:

$$T1 = T2 = \tau * \ln\left(\frac{2R1+R2}{R2}\right) \quad \text{et donc } T = 2*\tau*\ln\left(\frac{2R1+R2}{R2}\right)$$

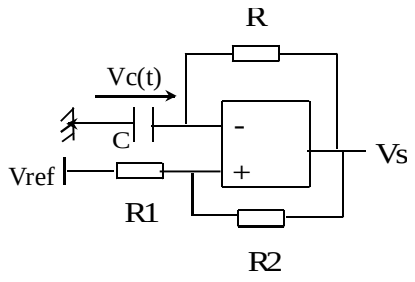
En choisissant R1 = R2 = R, on obtient: **$T = 2*\tau*\ln 3$ avec $\tau = RC$**

IV.3 Conclusion

Les oscillateurs à relaxation à amplificateur opérationnels sont utilisés pour des fréquences basses en raison des limitations technologiques dues au slew-rate de l'amplificateur qui va donc affecter les fronts de montée et descente de Vs. Avec des amplificateurs opérationnels « classiques » (TL081, TL074, ..), on ne dépassera pas une dizaine de KHz.

Si l'on souhaite générer des horloges à plus hautes fréquence, il est nécessaire de réaliser des astables à partir de portes logiques CMOS. Le principe d'étude est le même que pour les astables à amplificateurs opérationnels.

Travaux dirigés : les astables



Rappel:

Tant que v+ > v- alors Vs = +Vsat

Tant que v+ < v- alors Vs = -Vsat

1- Déterminez les seuils de commutation V_1 et V_2 en fonction de R1, R2 et V_{ref}.

2- Tracez la caractéristique de transfert Vs = f(v_c) lorsque V_{ref} = 0 puis lorsque $V_{ref} \neq 0$ (on supposera dans ce dernier cas que V_1 et V_2 sont positifs).

3- A la mise sous tension, on suppose que la capacité est déchargée et Vs = +Vsat. Déterminez l'expression de $v_c(t)$. Représenter $v_c(t)$ et $v_s(t)$.

4- Déterminez la période des oscillations en fonction de V1 et V2.

5- Pour Vref = 0 donner l'expression de T. Déterminez les valeurs de R et C pour obtenir une fréquence d'oscillation de 1 kHz.

6- Limitation en fréquence : c'est le slew rate de l'amplificateur opérationnel qui nous impose les limites d'utilisation en fréquence.
Le TL082 a un slew rate de SR = 13 V/µs.

a- Sachant qu'on alimente cet amplificateur en ± 12V, déterminez la fréquence maximale autorisée pour cet astable.

b- On alimente maintenant le montage en ± 5V. Déterminez la nouvelle fréquence maximale d'utilisation. Conclure.

Travaux pratiques : mise en œuvre d'un comparateur

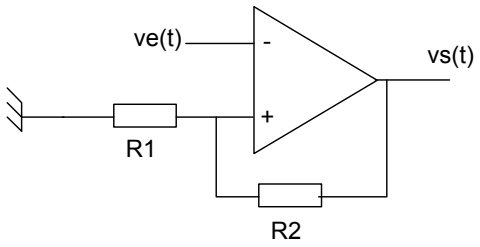
Durée = 1h15

Objectif: Mise en oeuvre d'un comparateur à deux seuils (révision)

Documents techniques:

⇨ Fiche constructeur de l'amplificateur opérationnel TL082 : ***recherche sur internet***.

Montage étudié :



Alimentation : ± 12 V

R1 = R2 = 10 kΩ

Etude théorique

1- ***Rappelez*** l'expression théorique des seuils de commutations V_{IL} et V_{IH} et calculez leur valeur numérique.

2- Tracez la caractéristique de transfert correspondante du montage et rappelez le fonctionnement du montage.

Câblez votre montage

1- <u>Vérification des seuils de basculement</u> :

Placez en entrée de votre montage un signal triangulaire d'amplitude crête à crête 16 V et de valeur moyenne nulle, de fréquence 1 kHz.

Visualisez et relevez les oscillogrammes de ve(t) et vs(t) (sur un même graphe). En déduire une mesure de vos seuils de basculement V_{IL} et V_{IH}, et de la tension de saturation de votre amplificateur opérationnel.

Vérifiez que votre comparateur fonctionne selon la caractéristique de transfert que vous avez tracé dans la partie préparation.

2- Visualisation de la caractéristique de transfert sur l'oscilloscope :
Positionnez l'oscilloscope en mode X-Y. Vérifiez que la caractéristique obtenue est dans le bon sens !

Relevez l'oscillogramme correspondant.

*La manipulation précédente permet de voir l'allure de la caractéristique de transfert du montage, mais l**e sens de parcours n'est pas apparent.** Pour voir dans quel sens cette courbe est parcourue, on place en entrée le même signal triangulaire que précédemment mais avec une fréquence plus faible afin de voir le spot défiler.*

Diminuez la fréquence du signal d'entrée (indiquez la valeur de la fréquence choisie) et complétez votre relevé en rajoutant le sens du parcours.

Travaux pratiques : les astables
Durée = 1h45

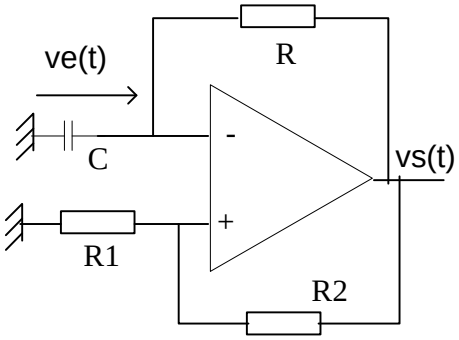
Objectif: Mise en œuvre d'un oscillateur astable à amplificateurs

- *Mesure des seuils de commutation*
- *Mise en évidence de la limitation en fréquence*

Documents techniques:

⇨ Fiche constructeur de l'amplificateur opérationnel TL082

Montage étudié :



Alimentation : ± 12 V

Fréquence : f_0 = 1 kHz

Sur le montage comparateur étudié précédemment, nous avons remplacé le GBF ve(t) par un circuit RC (ve(t) est la tension aux bornes de ve(t)).

Etude théorique

Rappelez l'expression de la fréquence des oscillations en fonction des éléments du montage.

Déterminez alors R et C pour obtenir une fréquence d'oscillations de f_0 = 1 kHz.

1- Visualisez les signaux ve(t) et vs(t) et mesurez la fréquence des oscillations.

2- Relevez les oscillogrammes de ces signaux. Vérifiez que les seuils de commutation V_{IL} et V_{IH} ont bien la même valeur que lors de l'étude du montage comparateur. Indiquez sur votre oscillogramme ces grandeurs.

3- Remplacez votre résistance par un potentiomètre. Faites varier R de façon à augmenter la fréquence des oscillations. Quel phénomène observez-vous et pourquoi. Justifiez *quantitativement* ce phénomène.