

V ○GENERALITES SUR LES OSCILLATEURS

Introduction

Les oscillateurs constituent l'une des fonctions de base de l'électronique (analogique comme numérique...). Ils vont être utilisés pour cadencer le fonctionnement des systèmes (horloges de circuits numériques, montres...).

Ils peuvent également être utilisés pour fabriquer directement des signaux classiques de tests en électronique (générateurs analogiques) ou pour fabriquer des porteuses en télécommunication

I. Les oscillateurs

I.1 Définitions

Un oscillateur est un amplificateur qui s'auto-alimente grâce à un 2ème amplificateur (atténuateur) qui réinjecte la tension de sortie vers l'entrée.

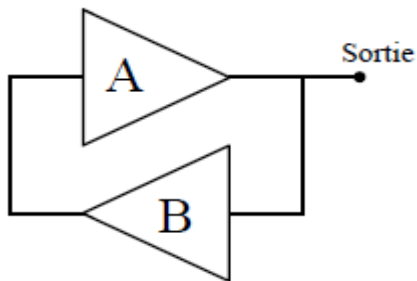


Figure 1 : principe d'un oscillateur

- A_c : Gain complexe de la chaîne directe
 - A
 - φ_A
- B_c : Gain complexe de la chaîne de retour
 - B
 - φ_B

I.2 Condition d'oscillation

Supposons qu'à un instant donné, nous avons la tension V_e à l'entrée de la chaîne directe, nous aurons en sortie une tension d'amplitude AV_e déphasée de φ_A par rapport à V_e . Pour qu'il y ait oscillation, c.a.d. pour que le signal de sortie se maintienne, il faut que l'amplificateur de retour soit tel que le signal ramené vers l'entrée soit identique à V_e (en amplitude et en phase). Pour cela il faut qu'il vérifie la condition suivante :

$$A \cdot B = 1, \quad \varphi_B + \varphi_A = 0 = \pm 2\pi = \pm 360^\circ$$

Remarque

Pour les phases fait attention, car un retard de φ peut aussi être considéré comme une avance de $2\pi - \varphi$. Si on considère les deux déphasages comme :

- Des retards, $\varphi_A < 0$ et $\varphi_B < 0$, $\implies \varphi_A + \varphi_B = -360^\circ$.
- Des avances, $\varphi_A > 0$ et $\varphi_B > 0$, $\implies \varphi_A + \varphi_B = +360^\circ$.
- Un retard et un avance $\implies \varphi_A + \varphi_B = 0$

Exemple

La figure 2 montre les signaux d'un oscillateur tel que

$$A=2, \quad \varphi_A = -\pi/2, \quad B = 1/2, \quad \varphi_B = -3\pi/2$$

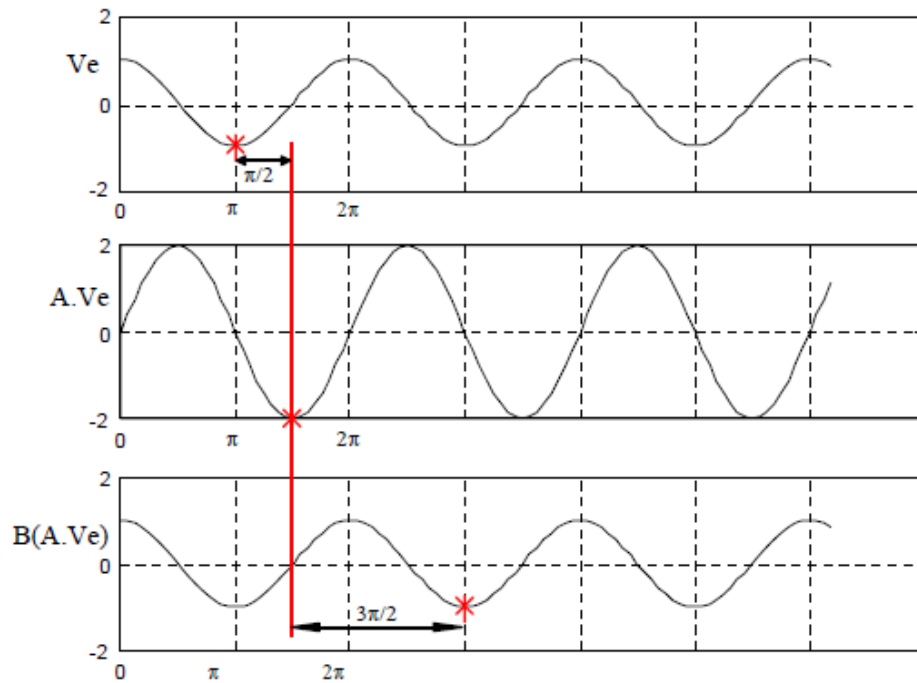


Figure 2 : Exemples de signaux d'un oscillateur

I.3 Problèmes

Dans la pratique, il est difficile de réaliser avec exactitude la relation $A \cdot B = 1$. Ceci à cause de la dérive des caractéristiques des composants avec la **température et le vieillissement**. Même si on arrive à réaliser l'égalité, deux cas peuvent se présenter à cause de la dérive,

- Au bout d'un certain temps, on se retrouve avec $A \cdot B < 1$, soit $B < 1/A$, le signal ramené par **B** à l'entrée est légèrement inférieur à V_e (qui l'a généré), donc **Vs sera un peu plus faible que précédemment** et ainsi de suite jusqu'à extinction du signal. Ce phénomène est illustré sur la **figure 3**.

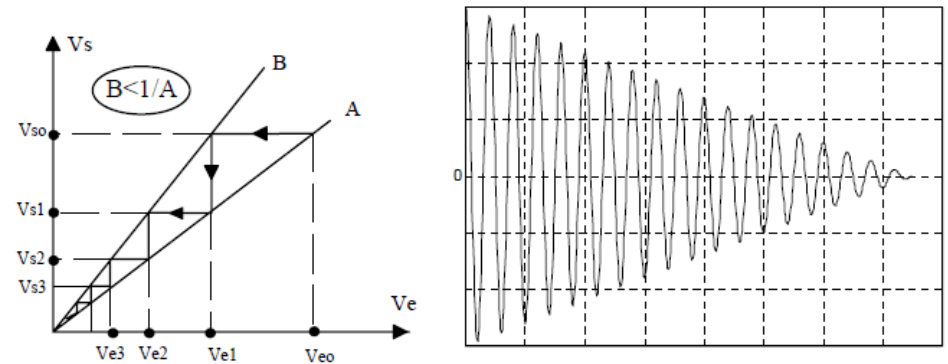


Figure 3 : Extinction du signal d'un oscillateur, $A \cdot B < 1$

- Au bout d'un certain temps, on se retrouve avec $A \cdot B > 1$, soit $B > 1/A$, le signal ramené par **B** à l'entrée est légèrement supérieur à V_e (qui l'a généré), donc **Vs sera un peu plus grand que précédemment** et ainsi de suite jusqu'à ce que le signal atteigne l'amplitude maximale qu'il peut prendre, au-delà de cet état on dit qu'il y a saturation ou écrêtage du signal. Ce phénomène est illustré sur la **figure 4**.

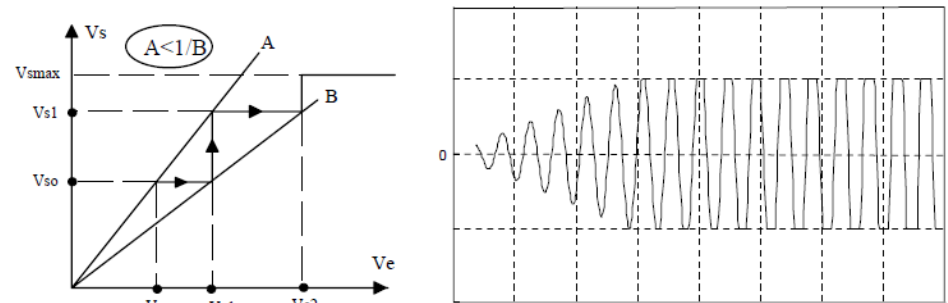


Figure 4 : Ecrêtage du signal d'un oscillateur, $A \cdot B > 1$

I.4 Solutions

Pour remédier à ce problème, on introduit une non linéarité dans le gain de la chaîne directe afin d'avoir $A < 1/B$ pour les faibles amplitudes, et $A > 1/B$ pour les grandes amplitudes. Le point d'intersection des caractéristiques de transfert A et B est un point d'amplitude stable (figure 5). Les composants sont calculés pour qu'il y ait toujours un point d'intersection malgré la dérive des caractéristiques des composants.

Une non linéarité peut être obtenue en introduisant à son fonctionnement non linéaire comme :

- Une lampe à incandescence,
- Une thermistance
- Un composant actif comme une diode,
- Un amplificateur à effet de champ.

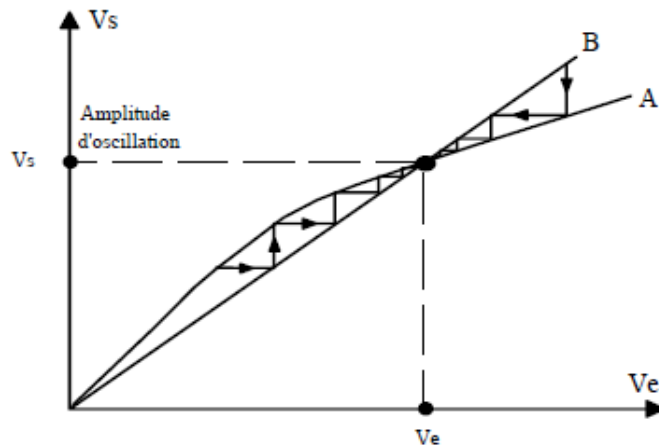


Figure 5 : Stabilisation de l'amplitude d'un oscillateur .

Quand l'amplitude du signal est égale à A_0 (amplitude d'oscillation ou amplitude stable), les éléments non linéaires de l'amplificateur A sont tels que $A = 1/B$, point de fonctionnement Q . À droite du point Q , $A < 1/B$, donc l'amplitude va en diminuant jusqu'à ce qu'elle arrive à A_0 .

De la même façon, si pour une raison quelconque on se trouve à gauche de Q , l'amplitude va en augmentant jusqu'à ce qu'elle arrive à A_0 . À la mise sous tension, c'est l'amplitude du bruit (≈ 0) qui fait démarrer l'oscillateur.

I.4.1 Thermistance CTN

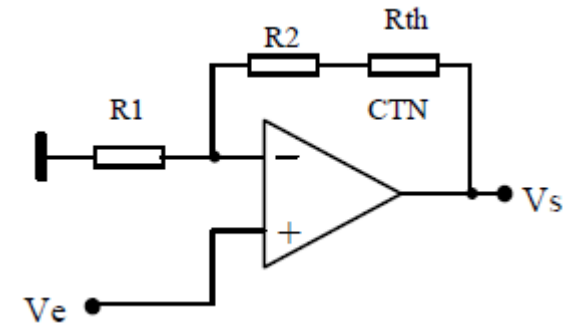


Figure 6 : amplificateur à gain non linéaire

La CTN : est une résistance à Coefficient de Température Négatif. Quand la température augmente, sa résistance R_{th} diminue. Si on considère l'amplificateur de la figure 6, quand V_s augmente, le courant dans la CTN augmente provoquant son échauffement et par la suite la diminution de R_{th} qui provoque la diminution du gain :

$$G = 1 + \frac{R_2 + R_{th}}{R_1}$$

I.4.2 Contrôle automatique du gain CAG

On peut utiliser des techniques plus sophistiquées pour agir sur le gain de l'amplificateur en fonction de l'amplitude de saturation de sortie. On dit qu'on fait un **contrôle automatique du gain CAG**. La technique de CAG se compose généralement en deux parties :

- d'abord un circuit qui permet de déterminer l'amplitude du signal de sortie, il s'agit généralement d'un **détecteur de crête**

qui fournit une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal.

- Puis d'un composant dont la valeur peut varier en fonction d'une tension de commande. Cette dernière n'est rien d'autre que la tension délivrée par le détecteur de crête.

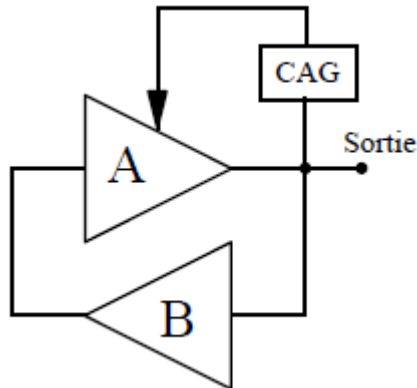


Figure 7 : Stabilisation par CAG

Un exemple est illustré sur la **figure 8**, Le JFET est utilisé comme résistance variable commandée par V_{GS} à condition que V_{DS} soit faible (**figure 9**).

$$R_{DS} = \frac{R_{DSON}}{1 + \frac{V_{GS}}{V_P}}$$

R_{DSON} et V_P sont fournis par le constructeur.

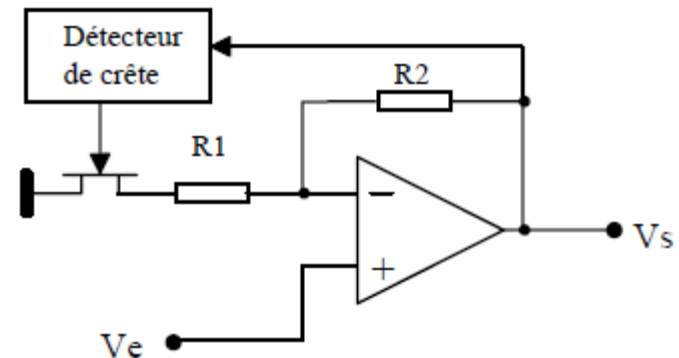


Figure 8 : Amplificateur avec CAG

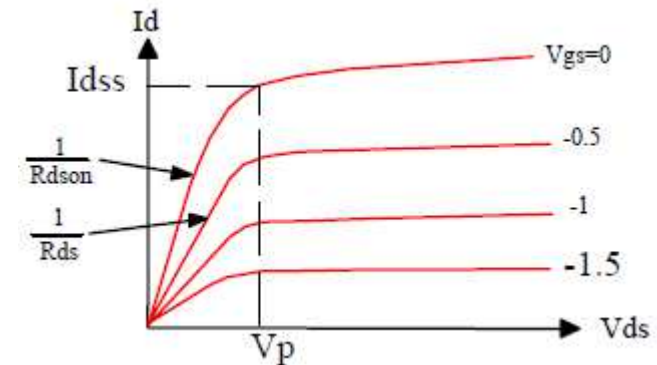


Figure 9 : Caractéristiques de transfert d'un JFET

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_{DS}}$$

Un exemple de détecteur de crête simple est illustré sur la **figure 10**. Il faut que la constante de temps $R.C$ soit la plus grande possible pour ne pas avoir d'ondulation

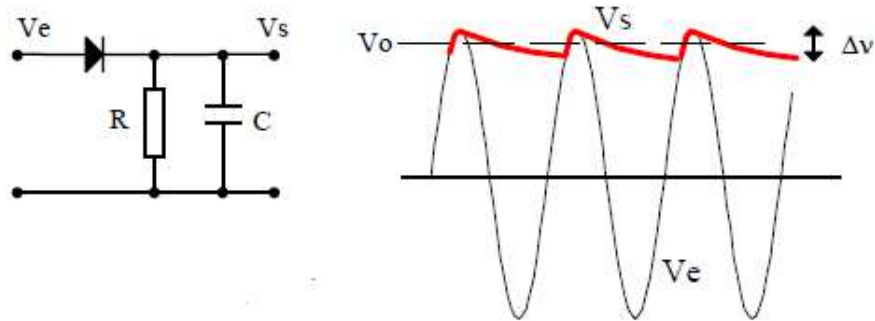


Figure 10 : détecteur de crête simple
 $\tau = \frac{\Delta v}{V_0} = \frac{1}{4CRf} = \text{ondulation}$

II. Types des oscillateurs

II.1 Oscillateur à pont de Wien

C'est un oscillateur qui utilise un pont de Wien dans la chaîne deretour. Pour déterminer la fonction de transfert $B_c = V_s/V_e$,

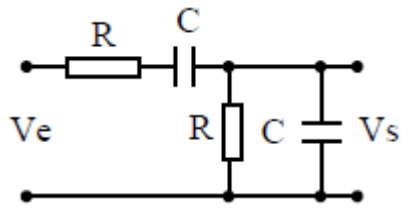


Figure 11 : Pont de Wien

$$Z_P = R // C = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

$$Z_S = R \text{ serie } C = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + jRC\omega}{j\omega C}$$

$$B_C = \frac{Z_P}{Z_P + Z_S} = \frac{\frac{R}{1+jRC\omega}}{\frac{R}{1+jRC\omega} + \frac{1+jRC\omega}{j\omega C}} = \frac{R}{R + \frac{1-R^2C^2\omega^2+2jRC\omega}{j\omega C}}$$

$$= \frac{jRC\omega}{jRC\omega + 1 - R^2C^2\omega^2 + 2jRC\omega}$$

$$B_C(\omega) = \frac{jRC\omega}{(1 - R^2C^2\omega^2) + 3jRC\omega}$$

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} \rightarrow B = \frac{1}{3} \text{ et } \rho_B = 0$$

Pour Obtenir une oscillation il suffit de prendre un amplificateur non-inverseur de gain 3 dans lachaine directe : $A=3$ et $\phi_A = 0$, (figure 12).

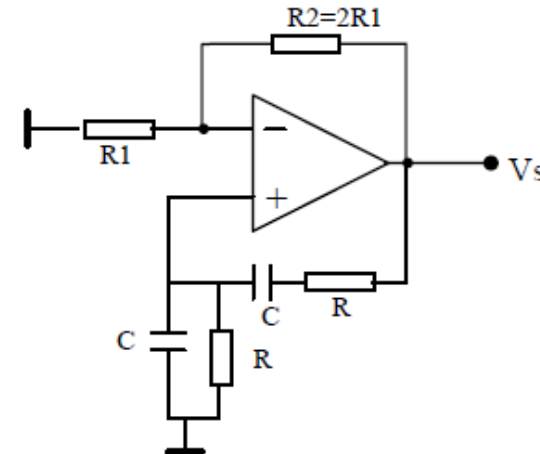


Figure 12 : Oscillateur à pont de Wien

II.1.1 Oscillateur à pont de Wien stabilisé par CAG

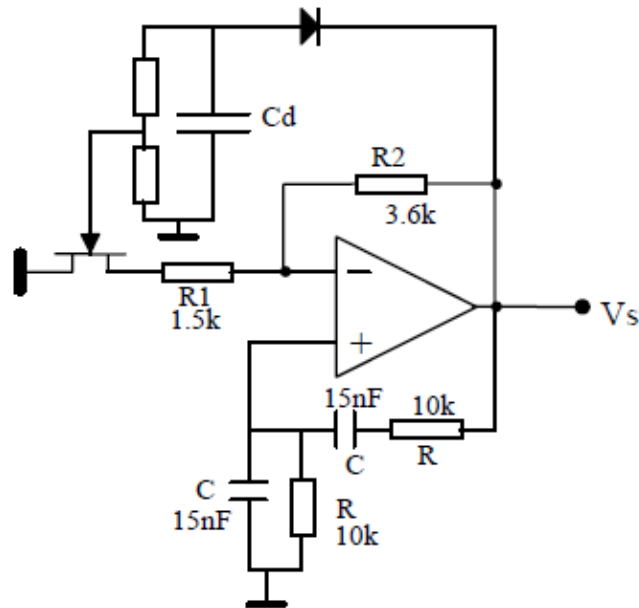


Figure 13 : Oscillateur à pont de Wien stabilisé par CAG

Calculons les composants du montage de la figure 13 pour avoir un signal de sortie d'amplitude 6 Vcc(crête à crête) et de fréquence fo = 1000 Hz.

Pour le détecteur de crête on prendra :

- un taux d'ondulation $\tau = 1 \%$.
- un JFET t.q. $V_p=3V, R_{DS(on)}=200 \Omega$.

Pour la fréquence: $f_o = 1/2 \pi RC$, si on prend $R=10 \text{ k}\Omega$ et $C=15 \text{ nF}$ on obtient $f_o=1060 \text{ Hz}$.

Pour l'amplitude, il faut avoir $A.B = 1$ soit $A=3$ quand $V_s = 6 \text{ Vcc}$. Comme on a utilisé un JFET canal nsur le CAG , le détecteur de crête doit détecter la crête négative car ce transistor se commande par $V_{GS} < 0$. Quand $V_s = 6 \text{ Vcc}$, $V_{min} = -3V$, le détecteur de crête délivre une tension $V_c=-2.4 \text{ V}$ car il y a un chute de 0.6 V dans la diode. Le JFET doit

fonctionner avec V_{GS} comprise entre 0 et $V_{GS(off)} = -3V$, choisissons $V_{GS} = -1V$, il faut donc choisi R_{D1} et R_{D2} de sorte à avoir :

$$\frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} V_C = -1$$

Calculons $R_D = R_{D1} + R_{D2}$ à partir du taux d'ondulation du détecteur de crête soit faible :

$$R_{DCD} = 1/(4 \tau f_o) = 1/4 = 0.25$$

Si on prend $C_D = 1\mu F$, on obtient $R_D = 250 \text{ k}\Omega$

A partir de $\frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} V_C = -1$, on peut déterminer $R_{D2}=110 \text{ k}\Omega$ et

$R_{D1} = 140 \text{ k}\Omega$.

Avec $V_{GS} = -1 \text{ V}$, la résistance du JFET est :

$$R_{DS} = \frac{R_{DS(on)}}{1 + \frac{V_{GS}}{V_P}} = \frac{200}{1 - \frac{1}{3}} = 300\Omega$$

R_1 et R_2 sont calculées à partir de :

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_{DS}} = 3$$

Si on prend $R_1 = 1.5 \text{ k}\Omega$ on obtient $R_2 = 3.6 \text{ k}\Omega$

II.1.2 Oscillateur à pont de Wien stabilisé par avec deux diodes têtes bèches

La figure14 montre un autre oscillateur à pont de Wien. Ici on a utilisé unestabilisation d'amplitude avec deux diodes têtes bèches, chacune conduisant pendant une alternance du signal. Quand le signal de sortie devient important, les diodes conduisent, mettant en parallèle les résistances R_1 et R_2 ce qui diminue le gain.

Pour un signal de sortie faible les diodes sont bloquées, le gain doit être légèrement supérieur à 3.

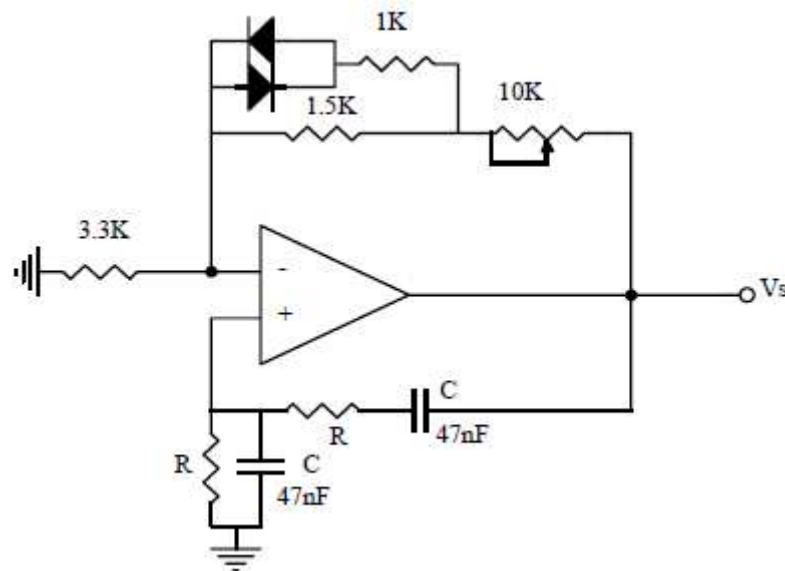


Figure 14 : Oscillateur à pont de Wien à stabilisation par diode

II.2 Oscillateur à déphasage (phase shift)

Cet oscillateur utilise un circuit déphaseur RC (figure 15) dans la chaîne de retour.

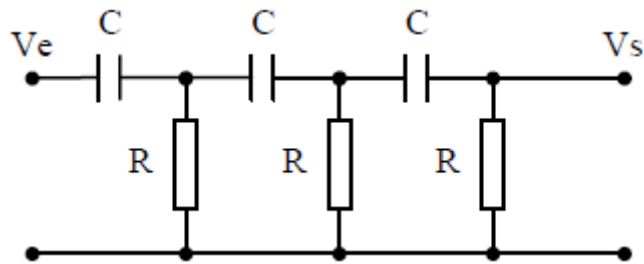


Figure 15 : Déphaseur à base de cellules R-C en série

$$B_C(P) = \frac{R^3 C^3 P^3}{R^3 C^3 P^3 + 6R^2 C^2 P^2 + 5RCP + 1}$$

$$B_C(\omega) = \frac{R^3 C^3 \omega^3}{(R^3 C^3 \omega^3 - 5RC\omega) + j(1 - 6R^2 C^2 \omega^2)}$$

$$|B_C|(\omega) = \frac{R^3 C^3 \omega^3}{\sqrt{(R^3 C^3 \omega^3 - 5RC\omega)^2 + (1 - 6R^2 C^2 \omega^2)^2}}$$

$$\varphi_B = -\text{Arctg} \left(\frac{1 - 6R^2 C^2 \omega^2}{R^3 C^3 \omega^3 - 5RC\omega} \right)$$

La figure 16 illustre la variation de φ_B en fonction de la fréquence, on constate qu'il lui arrive d'être égale -180° (opposition de phase) donc on va utiliser un amplificateur inverseur dans la chaîne directe, et la fréquence d'oscillation sera la fréquence pour laquelle $\varphi_B = -\pi = -180^\circ$.

La résolution de l'équation $\varphi_B = -\pi$, donne :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$$

$$\text{Fréquence d'oscillation } f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

Si on injecte ω_0 dans l'expression du module de B_C , on obtient $B(\omega_0) = 1/29$

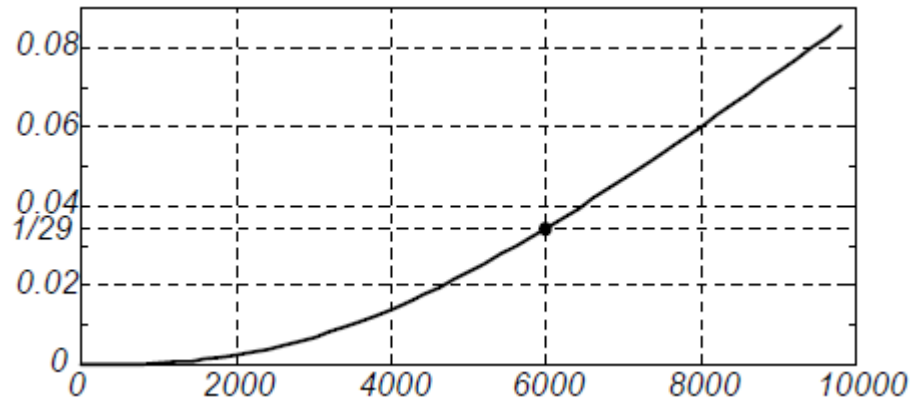


Figure 16 : Module du gain du circuit déphaseur ($R=1093 \Omega$, $C = 10 \text{ nF}$)

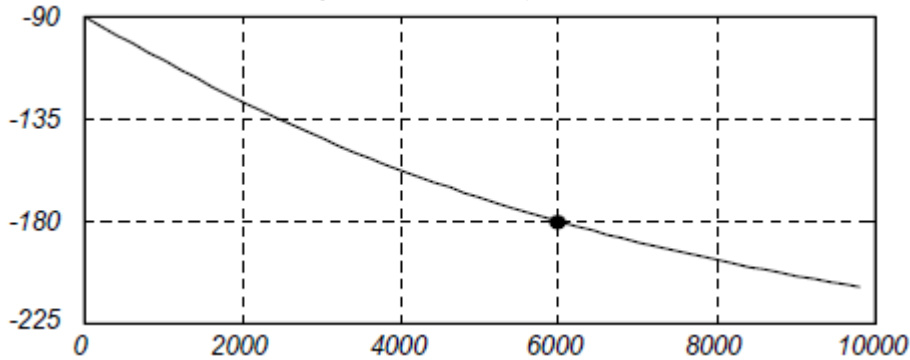


Figure 17 : Déphasage en degré du circuit déphaseur ($R=1093 \Omega$, $C = 10 \text{ nF}$)

Pour obtenir une oscillation avec l'oscillateur à déphasage de la figure 18, il faut que le gain de l'amplificateur inverseur soit égal à $-29, A = -R_2/R = -29$.

Les courbes des figures 16 et 17 sont celles d'un oscillateur dont $f_0=6\text{kHz}$. ($R=10.8\text{k}$, $C=1\text{nF}$).

On remarquera que la 3ème résistance du déphaseur sert comme 1ère résistance de l'inverseur.

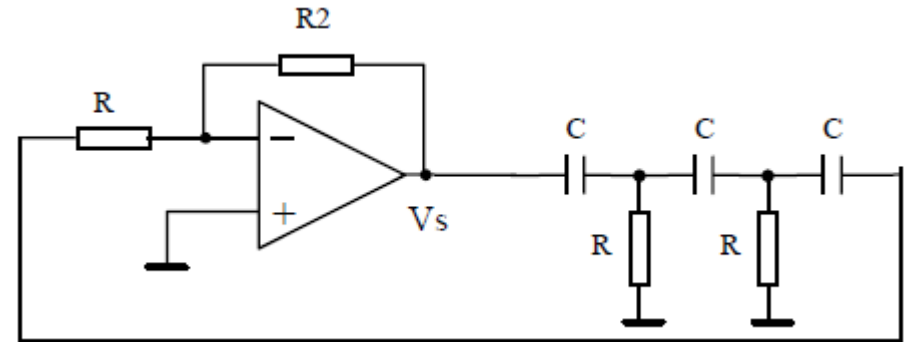


Figure 18 : Oscillateur à déphasage

II.3 Oscillateur à circuit accordé (LC)

Les oscillateurs R-C ne permettent pas d'obtenir des fréquences d'oscillation élevées. Leur fréquence d'oscillation peut difficilement excéder le Mhz. Quand on a besoin de fréquences plus élevées, comme dans les émetteurs récepteurs AM et FM par exemple, on utilise des oscillateurs LC ou oscillateur à circuit accordé.

Le principe de fonctionnement de ces oscillateurs est illustré sur la figure 19. Une fraction de la tension aux bornes du circuit accordé est réinjectée à l'entrée d'un amplificateur inverseur constituant la chaîne directe.

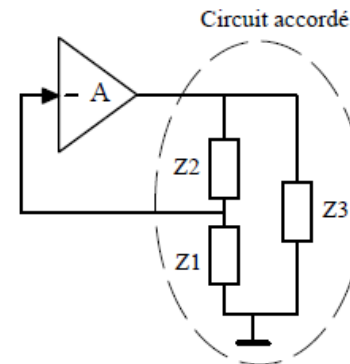


Figure 19 : Principe d'un oscillateur LC

Les calculs montrent que pour qu'il y'est oscillation, il faut que les réactances Z_1 et Z_2 soient du même type. Deux types de circuit d'accord sont alors possibles :

- Z_1 et Z_2 sont des capacités et Z_3 une inductance, on obtient un oscillateur Colpitts.
- Z_1 et Z_2 sont des inductances et Z_3 une capacité, on obtient un oscillateur de Hartley

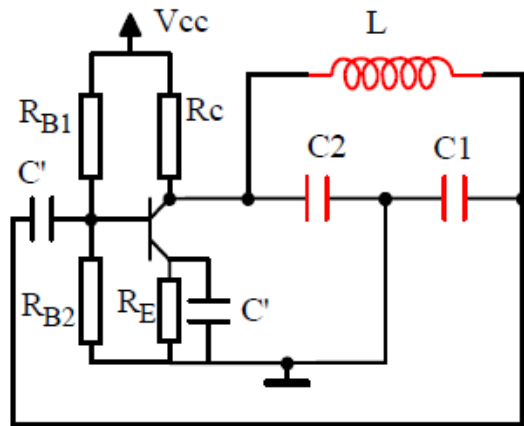


Figure 20 : Oscillateur Colpitts / Emetteur commun

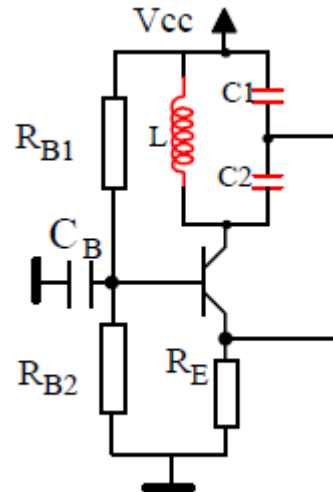


Figure 21 : Oscillateur Colpitts / base commune

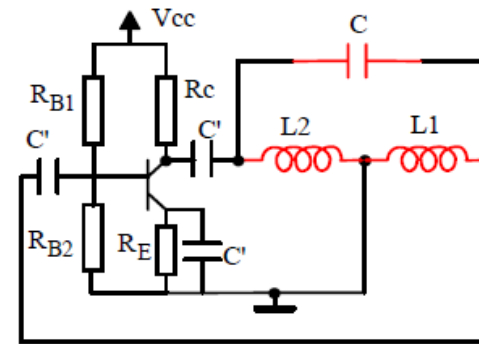


Figure 22 : Oscillateur Hartley / Emetteur commun

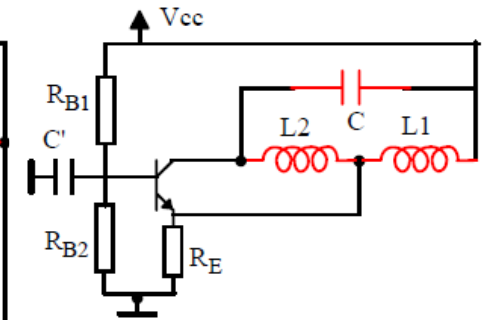


Figure 23 : Oscillateur Hartley / base commune

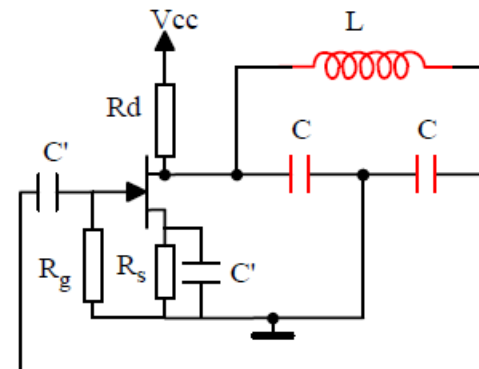


Figure 24 : Oscillateur Colpitts / Source Commun

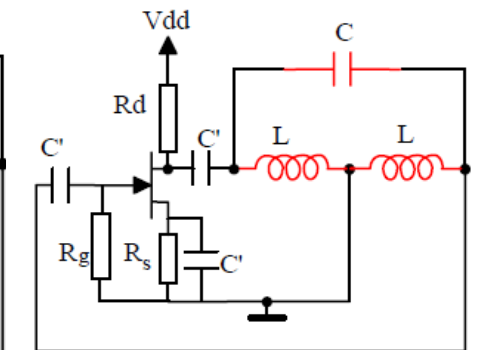


Figure 25 : Oscillateur Hartley / Source commune

L'analyse des oscillateurs LC est compliquée, d'abord parce que :

- l'impédance d'entrée de l'amplificateur à transistor est assez faible et vient shunter le circuit accordé et complique l'expression du gain de boucle AxB.
- Comme ces oscillateurs sont utilisés pour des fréquences élevées, le schéma équivalent du transistor en basses fréquences n'est plus utilisable, il faut le remplacer par le schéma équivalent hybride en π dit **schéma de Giacoletto**.

En règle générale, on peut utiliser les résultats groupés dans le tableau suivant :

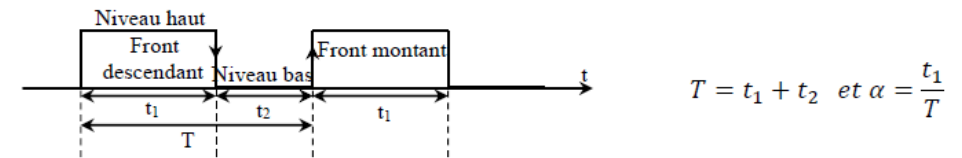
Pour les oscillateurs à transistor Bipolaire :

- $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
- $L = L_1 + L_2 + 2M$, (M: inductance mutuelle)

Type d' Oscillateur	ω_0^2	Condition d'Oscillation
Colpitts / EC	$\approx \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{LCh_{oe}}{C_1 C_2 h_{ie}} \right)$	$\beta > \frac{C_2}{C_1}$
Colpitts / BC	$\approx \frac{1}{LC}$	$h_{fb} > \frac{-C_2}{C_1 + C_2}$
Hartley / EC	$\approx \frac{1}{LC + (L_1 L_2 - M^2) h_{ie}}$	$h_{fe} > \frac{1 + KN}{\frac{1}{N_1^2} + KN}$, $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, $N = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$
Hartley / BC	$\approx \frac{1}{LC}$	$fb > -\frac{N_1}{N_2}$, N_1 et $N_2 =$ nb de spires de L_1 et L_2
Colpitts / SC	$\approx \frac{2}{LC} + \frac{1}{R_D R_G C^2}$	$g_m \geq \frac{R_D + R_E}{R_D R_E} \left(1 + \frac{L}{R_D R_E C} \right)$
Hartley / SC	$\approx \frac{1}{2LC + \frac{L^2}{R_D R_G}}$	$g_m \geq \frac{R_D + R_E}{R_D R_E} \left(1 + \frac{L}{R_D R_E C} \right)$

II.4 Oscillateur à relaxation

Ce sont des montages dépourvus de signal d'entrée qui produisent dès leur mise sous tension des signaux périodiques. L'une des sorties est proche d'un signal rectangulaire de période T et de rapport cyclique α ; les autres sorties éventuelles peuvent être de forme différente (rampe par exemple) mais sont de même période.



Un tel oscillateur possède un rôle d'horloge ; les paramètres T et α sont fixés par le choix de composants passifs ou d'une tension de réglage.

Généralement pour :

- Les hacheurs nous travaillons avec T ajusté et α variable ; on utilise essentiellement, pour la commande des interrupteurs

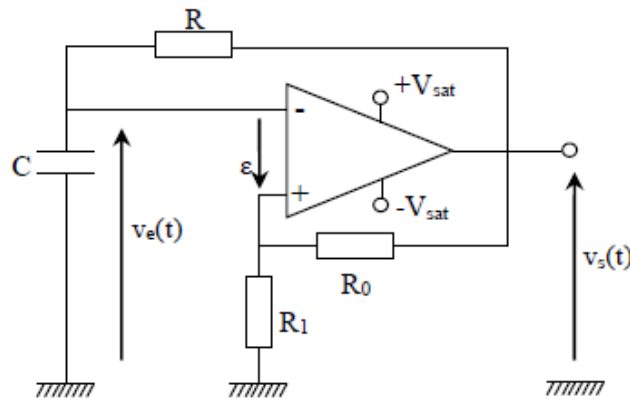
électroniques, le niveau haut pour les montages à transistors et les fronts pour les montages à thyristors;

- Pour les onduleurs α fixe et T variable.

III.4.1 Oscillateurs de relaxation à base d'A.O ou circuits astable

Ces circuits sont simplement des comparateurs inverseurs symétriques qui génèrent eux mêmes le signal d'entrée $v_e(t)$ en chargeant une capacité C.

a- Montage



b- Analyse de fonctionnement

L'A.O fonctionne en comparateur ; c'est à dire de manière non-linéaires. Sa tension de sortie $v_s(t)$ ne peut prendre que deux valeurs : $-V_{sat}$ ou $+V_{sat}$

on pose $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_0}$

on a $V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot V_s = \beta V_s$ et $V^- = V_e = V_c$

- **Situation 1 :** on suppose qu'à l'instant $t=0$, le condensateur est déchargé :

$$\Rightarrow V_e = V_c = V^- = 0 \text{ et } V^+ = \beta V_{sat} \Rightarrow \epsilon > 0 \Rightarrow V_e < \beta V_{sat} = V_H$$

A partir de cet instant, le condensateur se charge à travers R, quand $V^- = V_e$ devient égal à $V^+ = \beta V_s$, la sortie V_s bascule de l'état haut $+V_{sat}$ vers l'état bas et on aura $V_s = -V_{sat}$ à l'instant t_1 .

- **Situation 2 :**

A partir de l'instant t_1 , le condensateur se décharge à travers R, et $V_s = -V_{sat}$ donc $V^+ = -\beta V_{sat}$

$\epsilon < 0 \Rightarrow -\beta V_s - V_e < 0 \Rightarrow V_e > (-\beta V_{sat})$ et la sortie $v_s(t)$ bascule de nouveau de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ à l'instant t_2 . On décrit la portion de la courbe M1M2 indiqué dans le chronogramme.

Lorsque $v_c(t)$ atteint la valeur $V^+ = -\beta V_{sat}$, l'A.O bascule à nouveau à $+V_{sat}$ et on reprend le processus avec cette fois-ci $v_c = -\beta V_{sat}$ au moment de commutation. On décrit alors la boucle M2M3 et le processus se répète indéfiniment.

c- Calcul de la période T

Il est évident que $T = (M3) - (M1) = 2[(M2) - t(M1)]$. Si l'on prend l'origine des temps au point M2 ($t=t_2$), la loi de charge est de la forme $v_c(t) = A e^{-t/RC} + V_{sat}$ car on a :

$$v_s(t) = v_c(t) + R \cdot i(t) \text{ avec } v_c(t) = \frac{1}{C} \int i dt \Rightarrow i(t) = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}$$

et $i(t) = V_{sat}$ (1er basculement)

Donc on aura $RC \frac{dv_c(t)}{dt} + v_c(t) = +V_{sat}$: équation différentielle du premier ordre avec second membre.

Solution : $V_e(t) = V_c(t) = \left[A \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \right] + V_{sat}$

Et $A = -[1 + \beta] V_{sat}$ car à $t=0$ $V_e(0) = -\beta \cdot V_{sat} = A - V_{sat}$

Donc : $V_e(t) = V_c(t) = V_{sat} \left[1 - (1 + \beta) e^{-\frac{t}{RC}} \right]$

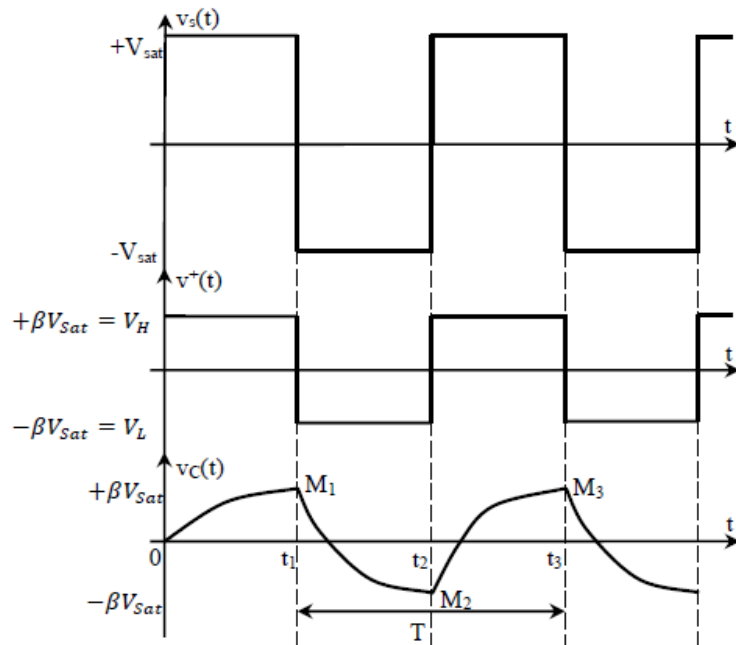
Au point M_3 on peut écrire :

$$V_C(t_3) = V_C\left(\frac{T}{2}\right) = +\beta V_{sat} = V_{sat} \left[1 - (1 + \beta)e^{-\frac{t}{2RC}} \right]$$

ce qui donne l'expression de la période

$$T = 2RC \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$$

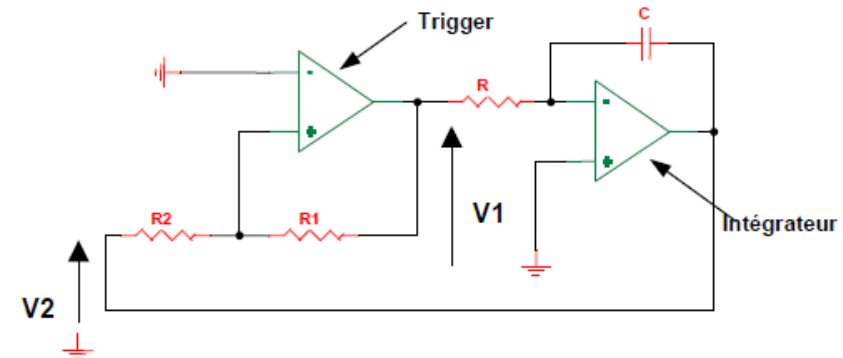
Si $R_1 = R_0$ donc $\beta = \frac{1}{2} \rightarrow T = 2 \ln(3) \cdot RC \cong 2,2 RC$



d- Variante d'oscillateur à relaxation: générateur de signaux triangulaires

Nous avons vu précédemment que la capacité se chargeait à travers la résistance R par $V_s = +V_{sat}$, une tension constante. La tension aux bornes de C a une allure exponentielle.

Il serait facile d'obtenir une tension variant linéairement à condition que la capacité soit chargée par un courant constant. Ceci est très facile à faire en utilisant un intégrateur dont l'entrée est reliée directement à la sortie du trigger et dont la sortie est reliée à l'entrée du trigger (schéma suivant)



Le trigger bascule pour $V_2 = \pm V_{sat} \cdot \frac{R_2}{R_1}$ et l'intégrateur fournit

$$V_2(t) = -\frac{1}{RC} \int V_1(t)$$

Or $V_1(t) = \pm V_{sat}$ d'où $V_2(t) = \pm \frac{V_{sat}}{RC} t$ et $V_2(t)$ est aussi la tension aux bornes de la capacité.

Entre deux basculement, cette tension $V_2(t)$ est donc un segment de droite de pente $\pm \frac{V_{sat}}{RC}$ reliant les points d'ordonnées $+V_{sat} \frac{R_2}{R_1}$ et $-V_{sat} \frac{R_2}{R_1}$