

# Électronique - Chap. II : Oscillateurs

31 mars 2026

On a vu dans le chapitre précédent plusieurs montages classiques comme le suiveur, des comparateurs et des amplificateurs. L'année dernière vous avez également étudié des **filtres**, par exemple des filtres passe-bas pour lesquels le signal haute fréquence est coupé. Nous allons voir qu'en associant un amplificateur et un filtre nous allons créer un **oscillateur**.

Exemples d'utilisations d'oscillateurs :

- Mesure du temps : les vieilles horloges utilisent des oscillateurs mécanique (balancier), on utilise maintenant des oscillateurs électroniques dans les montres à quartz où les horloges de microprocesseurs.
- Génération de courant alternatif (GBF, courant transporté en haute tension).

Dans ce chapitre nous verrons deux types d'oscillateurs :

- Oscillateurs quasi-sinusoidaux
- Oscillateurs à relaxations

## 1 Oscillateur quasi-sinusoidal

### 1.1 Principe de fonctionnement

Comme évoqué en introduction, un oscillateur quasi-sinusoidal est un **système bouclé** constitué de deux blocs, un **amplificateur** A et un **filtre** B. Le signal en sortie de B est renvoyé à l'entrée du bloc A grâce à une boucle de rétroaction (figure 1). Supposons dans un premier temps que notre bloc B est un filtre passe-bande centré autour de la fréquence  $f_0$ . On note  $\underline{A}(\omega)$  la fonction de transfert de l'amplificateur et  $\underline{B}(\omega)$  la fonction de transfert du filtre. Le principe est le

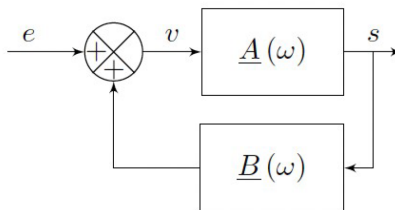


FIGURE 1 – Schéma général d'un système bouclé

suivant :

- Un bruit initial est amplifié par l'amplificateur A et est envoyé dans le filtre B. Ce bruit contient à priori toutes les fréquences.
- La composante fréquentielle proche de  $f_0$  est gardée alors que toutes les autres sont filtrées par le bloc B. Un signal quasi sinusoidal, de fréquence  $f_0$  et de faible amplitude est envoyé à nouveau dans le bloc A.
- Cette sinusoïde est à nouveau amplifiée, puis filtrée, puis amplifiée jusqu'à ce que son amplitude devienne importante.
- Des **non linéarités** apparaissent (saturation de l'ALI par exemple) ce qui limite l'amplitude des oscillations

On montre un exemple de signal obtenu sur la figure 2.

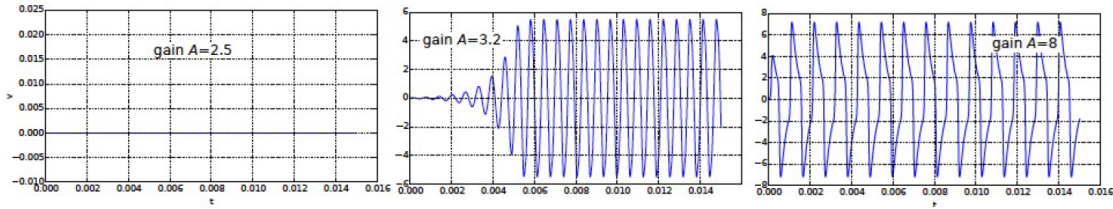


FIGURE 2 – Exemple d'évolution du signal d'un oscillateur quasi-sinusoidal.

- Si le gain de l'amplificateur est trop faible pour compenser les pertes présentes dans le circuit alors il n'y a pas d'oscillations.
- Lorsque le gain est suffisant les oscillations démarrent puis saturent à amplitude constante.
- Pour un gain très important les effets non-linéarités sont plus importants est le signal est moins sinusoidal.

## 1.2 Condition d'oscillation

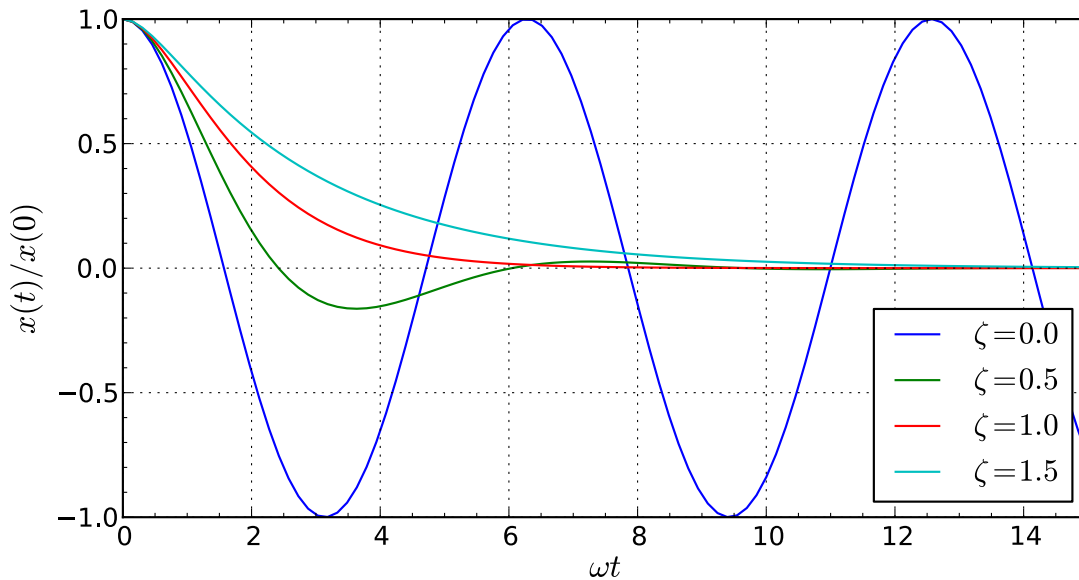
### 1.2.1 À partir de l'équation différentielle

On l'a vu dans l'exemple précédent pour que les oscillations naissent on a besoin initialement d'une solution **divergente** dont l'amplitude croît dans le temps. L'équation différentielle *linéaire* régissant généralement l'évolution de la tension dans le circuit est

$$\ddot{v} + K\dot{v} + \omega_0^2 v = 0 \quad (1)$$

Pour  $K = 0$  on a l'équation d'un oscillateur harmonique, la solution est une sinusoïde d'amplitude constante.

Vous avez vu l'année dernière que pour  $K = \omega_0/Q$  avec  $Q$  le *facteur de qualité* (circuit RLC par ex.), on a  $\omega_0 > 0$  et  $Q > 0$ , la solution de l'équation différentielle est toujours décroissante et il y a plusieurs régimes en fonction de la valeur de  $Q$  (figure 3).

FIGURE 3 – Comportement temporel d'un système en fonction du taux d'amortissement  $\zeta = 1/2Q$ . Le régime bleu  $\zeta = 0$ ,  $Q = +\infty$  est harmonique, le régime est pseudo-périodique pour  $\zeta = 0.5$ , critique pour  $\zeta = 1$  et apériodique pour  $\zeta > 1$ .

Ainsi on vient de voir que pour  $K > 0$  le signal est amorti, c'est l'inverse de ce qu'on cherche. En fait, le coefficient  $K$  représente l'**amortissement** (présence de pertes) ou l'**amplification** (injection d'énergie) du signal.

- Si  $K > 0$  il y a dissipation et amortissement,  $v(t)$  tend vers 0 quand  $t \rightarrow +\infty$ .

- Si  $K < 0$  il y a amplification du signal  $|v(t)|$  tend vers  $+\infty$  quand  $t \rightarrow +\infty$ .

On va le montrer par le calcul. Notre équation est toujours

$$\ddot{v} + K\dot{v} + \omega_0^2 v = 0 \quad (2)$$

L'équation caractéristique est

$$r^2 + Kr + \omega_0^2 = 0 \quad (3)$$

ainsi le discriminant est

$$\Delta = K^2 - 4\omega_0^2 \quad (4)$$

Faisons une distinction de cas en fonction du signe de  $\Delta$ .

- Si  $\Delta > 0$ , les racines de l'équation sont

$$r_1 = \frac{-K + \sqrt{K^2 - 4\omega_0^2}}{2} ; \quad r_2 = \frac{-K - \sqrt{K^2 - 4\omega_0^2}}{2} \quad (5)$$

et la solution générale de l'équation est

$$v(t) = A \exp(r_1 t) + B \exp(r_2 t). \quad (6)$$

Si  $r_1$  et  $r_2$  sont négatives alors  $v(t) \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow +\infty$ , si l'une des deux est positive alors  $v(t) \rightarrow +\infty$ .

- Si  $K > 0$  on voit que  $r_2 < 0$  et on a  $\sqrt{K^2 - 4\omega_0^2} < \sqrt{K^2} = K$  donc  $r_1 < 0$ . Le régime est bien **amorti**.
- Si  $K < 0$  alors on voit que  $r_1 > 0$ . Le régime est bien **amplifié**.

- Si  $\Delta < 0$ , les racines complexes conjuguées sont

$$r_1 = \frac{-K + j\sqrt{4\omega_0^2 - K^2}}{2} ; \quad r_2 = \frac{-K - j\sqrt{4\omega_0^2 - K^2}}{2} \quad (7)$$

et en notant

$$\Omega = \frac{\sqrt{4\omega_0^2 - K^2}}{2} \quad (8)$$

la solution générale est

$$v(t) = \exp(-Kt/2)(A \cos(\Omega t) + B \sin(\Omega t)) \quad (9)$$

- Si  $K > 0$   $\exp(-Kt/2) \rightarrow 0$ , le régime est bien **amorti**.
- SI  $K < 0$ ,  $\exp(-Kt/2) \rightarrow +\infty$ , le régime est bien **amplifié**.

Dans nos oscillateurs on voudra ainsi avoir  $K < 0$  pour que l'oscillation puisse démarrer. Ce sont ensuite les non-linéarités qui viennent saturer la solution et empêcher la divergence du signal vers  $+\infty$ .

## 1.2.2 Critère de Barkhausen

Ce critère est un critère nécessaire à la présence d'oscillations auto-entretenues. Il s'exprime à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte  $\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)$ . Ce critère est le suivant :

$$\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega) = 1 \quad (10)$$

Il peut se décomposer en deux conditions :

- Condition sur l'amplitude :

$$|\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)| = 1 \quad (11)$$

Ceci vient garantir que l'amplitude des oscillations reste **constante** au cours du temps, le gain vient exactement compenser les pertes. Cela permet de fixer le gain de l'amplificateur nécessaire à la présence d'oscillations. Si  $|\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)| < 1$  les oscillations sont amorties et disparaissent. En pratique on aura souvent  $|\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)| \geq 1$  et ce sont les non linéarités qui viendront saturer les oscillations.

- Condition sur la phase :

$$\arg(\underline{A}) + \arg(\underline{B}) = 0[2\pi] \quad (12)$$

Ceci vient garantir que le signal revenant de la boucle de rétroaction s'ajoute constructivement avec le signal d'entrée, à chaque tour de boucle le signal est alors bien amplifié.

En pratique cette condition nous permettra de trouver la fréquence d'oscillation de l'oscillateur.

### 1.3 Application : l'oscillateur à pont de Wien

Le schéma de l'oscillateur à pont de Wien est présenté sur la figure 4. Il est composé de deux blocs : un amplificateur

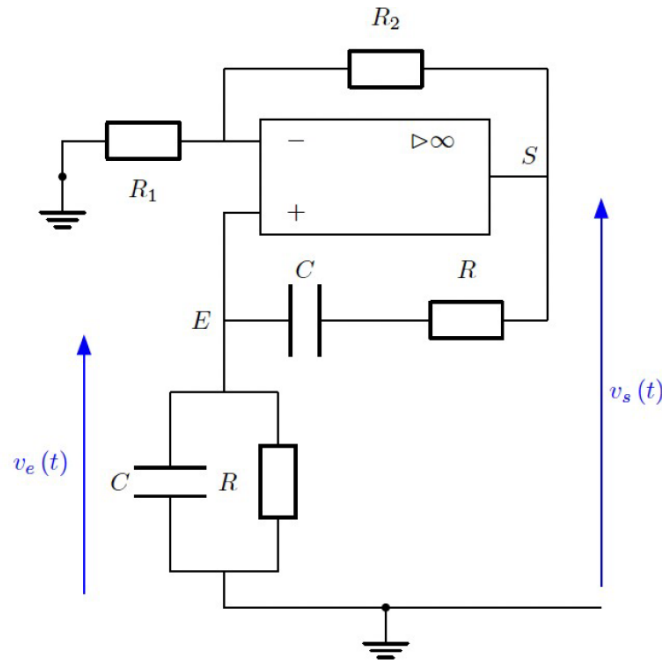


FIGURE 4 – Schéma de l'oscillateur à pont de Wien

non inverseur dont la sortie est injectée à l'entrée d'un *filtre de Wien*, et la sortie du filtre est injectée à l'entrée de l'amplificateur. Le schéma du filtre de Wien est représenté sur la figure 5.

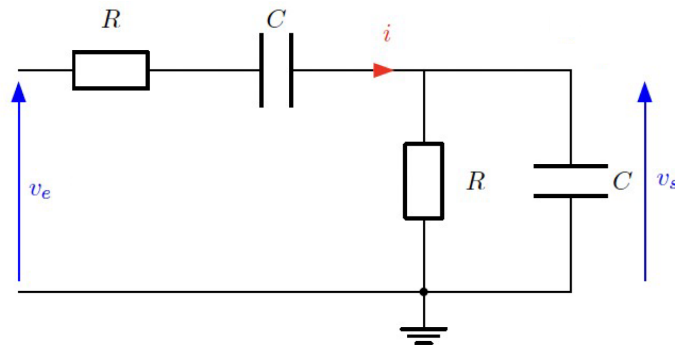


FIGURE 5 – Schéma du filtre de Wien

On voit bien que la sortie de l'amplificateur (point S) correspond à l'entrée du filtre et que la sortie du filtre (point E) correspond à l'entrée de l'amplificateur non inverseur (cf. figure 6 du chapitre 1).

On souhaite appliquer le critère de Barkhausen pour

- Trouver les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  nécessaires à la présence d'oscillations.
- Trouver la fréquence d'oscillation de l'oscillateur.

Pour cela on a besoin de connaître la fonction de transfert du filtre  $\underline{B}(\omega)$  et celle de l'amplificateur non inverseur  $\underline{A}(\omega)$ . On se place dans l'approximation de l'ALI linéaire de gain infini, approximation dans laquelle

$$\underline{A}(\omega) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (13)$$

Il nous reste à déterminer la fonction de transfert du filtre. On modélise notre filtre comme la mise en série de deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ . On a

$$Z_1 = R + \frac{1}{jC\omega} \quad ; \quad \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R} + jC\omega \quad (14)$$

La fonction de transfert du filtre est

$$\underline{B}(\omega) = \frac{v_s}{v_e} \quad (15)$$

Un diviseur de tension nous donne

$$v_s = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} v_e \quad (16)$$

D'où

$$\underline{B}(\omega) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{Z_1/Z_2 + 1} \quad (17)$$

En remplaçant  $Z_1$  et  $Z_2$  par leurs expressions :

$$\underline{B}(\omega) = \frac{1}{\left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)\left(jC\omega + \frac{1}{R}\right) + 1} = \frac{1}{RjC\omega + 1 + 1 + \frac{1}{jRC\omega} + 1} \quad (18)$$

On note  $\omega_0 = 1/(RC)$  et ainsi

$$\underline{B}(\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}. \quad (19)$$

On peut tracer sa *diagramme de bode* c'est à dire le gain en fonction de la pulsation. Le gain est défini comme

$$G = 20 \log(|\underline{B}(\omega)|). \quad (20)$$

Le diagramme de Bode de notre filtre est montré sur la figure 6 On voit que notre filtre est passe-bande autour de la

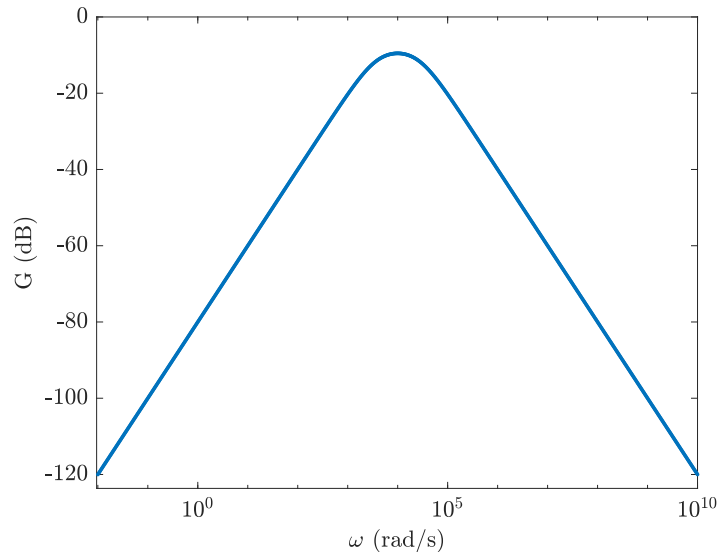


FIGURE 6 – Diagramme de Bode du filtre de Wien

pulsation  $\omega_0 = 1/(RC)$ .

Ainsi la fonction de transfert en boucle ouverte de notre oscillateur à pont de Wien est

$$\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega) = \frac{\frac{R_1+R_2}{R_1}}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (21)$$

On applique le critère de Barkhausen :

- Condition sur la phase : On veut que l'argument de  $\underline{B}(\omega)$  soit nul (car  $\arg(\underline{A}) = 0$ ) i.e. que  $\underline{B}$  soit réel. Pour cela il suffit d'avoir

$$\omega = \omega_0 \quad (22)$$

Notre oscillateur va osciller à la pulsation  $\omega_0$  : c'est logique c'est la pulsation que laisse passer le filtre passe-bande!

- Condition sur l'amplitude : La condition précédente étant remplie, la condition sur l'amplitude devient

$$|A(\omega)B(\omega)| = \frac{R_1 + R_2}{3R_1} = 1 \quad (23)$$

c'est à dire

$$R_2 = 2R_1 \quad (24)$$

Lorsque ces conditions sont remplies, les oscillations démarrent !

## 2 Oscillateur à relaxation

Un oscillateur à relaxation va générer un signal loin d'être sinusoïdal contrairement aux oscillateurs quasi-sinusoïdaux vu précédemment. Un exemple d'oscillateur mécanique à relaxation est le vase de Tantale.

Nous allons étudier dans cette partie le montage suivant présenté sur la figure 7. Ce montage est composé d'un

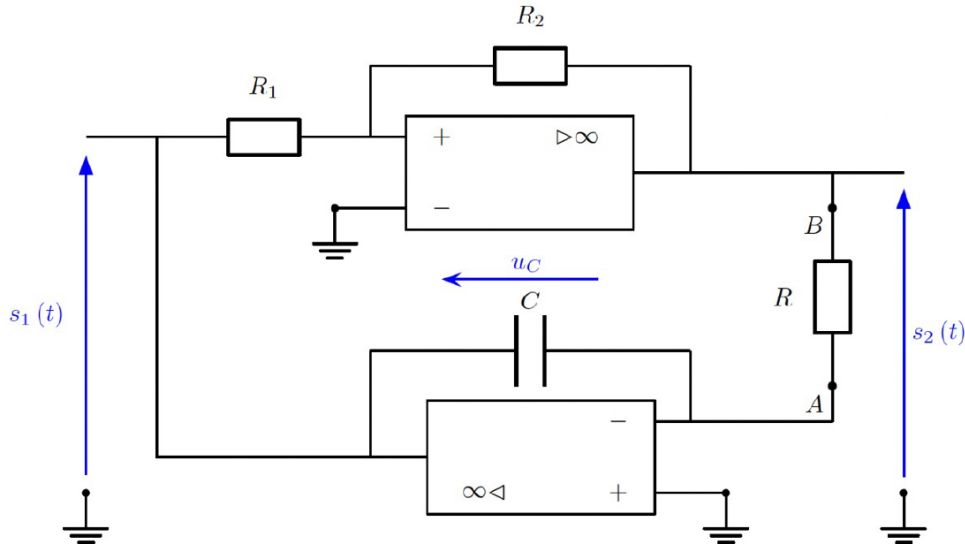


FIGURE 7 – Exemple d'oscillateur à relaxation composé d'un intégrateur et d'un comparateur à hystérésis.

comparateur **non inverseur** à hystérésis (en haut) et d'un montage intégrateur (en bas). Montrons déjà dans un premier temps que le montage du bas est bien un intégrateur (figure 8). On suppose l'ALI idéal de gain infini. Ainsi

$$i^+ = i^- = 0 \quad ; \quad V^- = V^+ = 0 \quad (25)$$

car l'entrée non inverseuse est reliée à la masse. En schématisant bien on peut voir que

$$i = \frac{v_e}{R} = -v_s jC\omega \quad (26)$$

d'où

$$v_s = -\frac{1}{RC} \frac{1}{j\omega} v_e \quad (27)$$

Et en notation complexe, multiplier par  $j\omega$  c'est dériver et multiplier par  $1/(j\omega)$  c'est intégrer donc

$$v_s(t) = v_s(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_e(t) dt \quad (28)$$

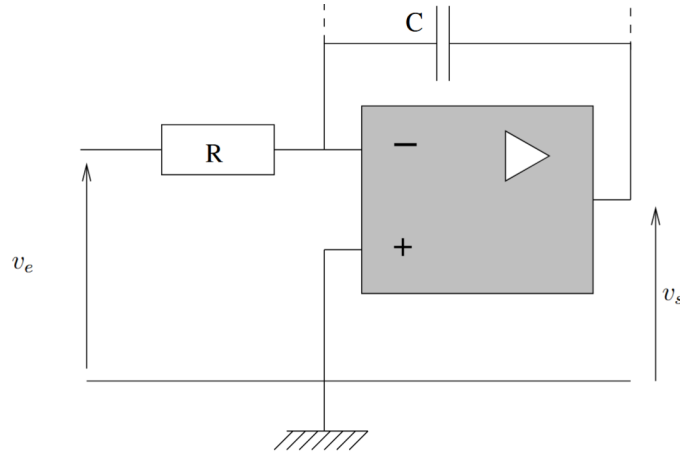


FIGURE 8 – Montage intégrateur

Le montage du bas est bien intégrateur. Dans le montage complet, l'entrée correspond à  $s_2$  et la sortie à  $s_1$ . On a donc

$$s_1(t) = s_1(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t s_2(t) dt \quad (29)$$

qu'on peut également écrire

$$\frac{ds_1}{dt} = -\frac{1}{RC} s_2 \quad (30)$$

Le montage du haut est un comparateur **non inverseur** à hystérésis (vu dans le TD précédent). Nous avons vu que :

- $s_2 = +V_{\text{sat}}$  si  $\varepsilon > 0$  donc

$$s_1 > -V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2} = -V_0 \quad (31)$$

- $s_2 = -V_{\text{sat}}$  si  $\varepsilon < 0$  donc

$$s_1 < V_{\text{sat}} \frac{R_1}{R_2} = +V_0 \quad (32)$$

Les deux conditions ne s'excluent pas, dans la zone  $-V_0 < s_1 < V_0$  les deux conditions sont remplies et le système reste dans l'état où il était. Le cycle d'hystérésis est tracé figure 9.

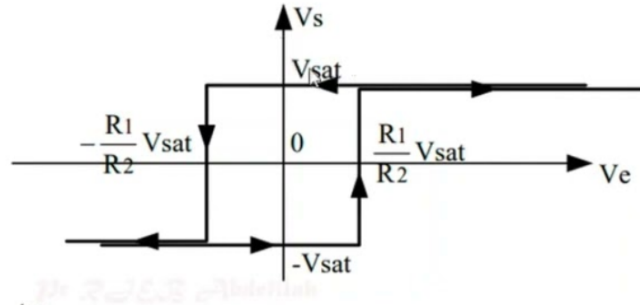


FIGURE 9 – Cycle d'hystérésis du comparateur non inverseur.

Regardons maintenant le montage complet. Supposons qu'initialement le comparateur soit dans l'état  $s_2(t) = -V_{\text{sat}}$  et qu'on ait  $s_1 = -V_0$ . Dans ce cas là on a

$$\frac{ds_1}{dt} = \frac{1}{RC} V_{\text{sat}} > 0 \implies s_1(t) = -V_0 + \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t \quad (33)$$

La tension  $s_1$  croît linéairement. Mais lorsque  $s_1 > V_0$  le comparateur bascule et on a alors  $s_2 = +V_{\text{sat}}$ . Ainsi

$$\frac{ds_1}{dt'} = -\frac{1}{RC} V_{\text{sat}} \implies s_1(t') = V_0 - \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t' \quad (34)$$

la tension  $s_1$  décroît linéairement, jusqu'à ce que l'on ait  $s_1 < V_0$  et le cycle recommence. Les tracés de  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  sont sur la figure 10.

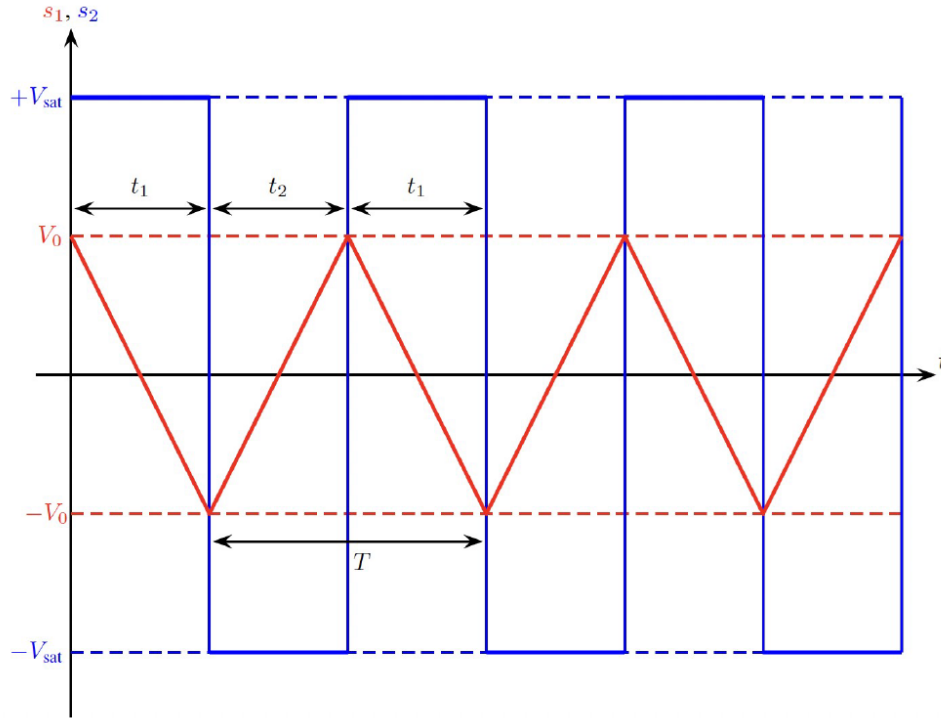


FIGURE 10 – Cycle d'oscillations créées par l'oscillateur à relaxation.

Pour finir on souhaite déterminer la période  $T$  du signal produit par notre oscillateur à relaxation. Pour cela on doit déterminer le temps  $t_1$  qu'il faut pour le signal  $s_1$  pour descendre de  $V_0$  à  $-V_0$ . On a

$$s_1(t') = V_0 - \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t' \quad (35)$$

On cherche  $t_1$  tel que

$$V_0 - \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t_1 = -V_0 \implies t_1 = \frac{2V_0}{V_{\text{sat}}} RC = \frac{2R_1}{R_2} RC \quad (36)$$

De même pour  $t_2$  le temps qu'il faut pour remonter de  $-V_0$  à  $+V_0$

$$-V_0 + \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t_2 = V_0 \implies t_2 = t_1 = \frac{2R_1}{R_2} RC \quad (37)$$

Finalement  $T = t_1 + t_2$  d'où

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}. \quad (38)$$