

OSCILATEUR A RESISTANCE NEGATIVE

Réalise par :

BOUTAHRI YOUSSEF
OBAISS KARIM
HAMMADI HAMZA
ATIFI MOHAMED

Encadré par :

Pr : LHOSSINE KADIRA

Plan :

- ✓ **Introduction**
- ✓ **Montage à résistance négative**
- ✓ **Oscillateur à résistance négative**
 - Naissance des oscillations en régime linéaire
 - Limitation de l'amplitude des oscillations
- ✓ **Les oscillateurs de relaxation**
 - Définition
 - Générateur de signaux en créneaux et triangulaires
 - Analyse qualitativement du comportement
 - Calcul de la période
 - Graphe de tension

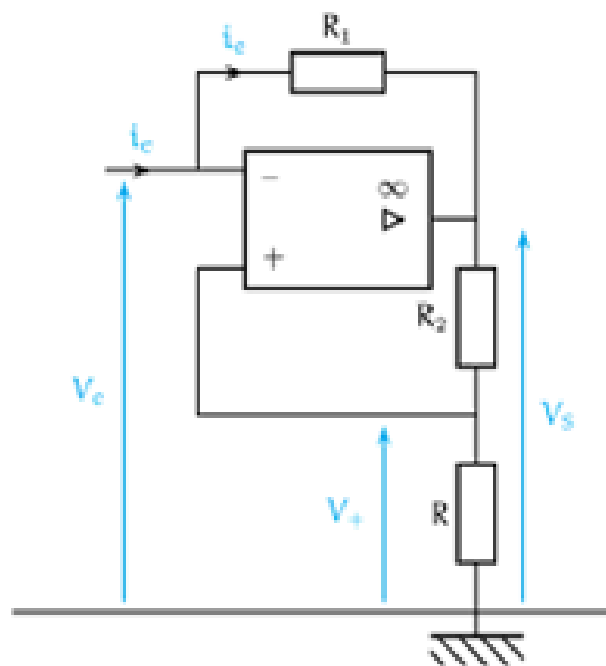
Introduction

Un oscillateur sinusoïdal est un système délivrant une grandeur d'aspect sinusoïdal c'est-à-dire présentant l'allure d'une sinusoïde.

Le spectre de ses grandeurs généralement composés d'une suite de sinus amplifiés et amortis. Un circuit RLC présente des oscillations sinusoïdal atténuées du fait de la résistance R . Si celle-ci était négative elle apporterait de l'énergie au lieu d'en dissiper par effet Joule, et on peut espérer construire ainsi un oscillateur à amplitude constante. La résistance négative a pour effet d'apporter de l'énergie au système, et ne peut être réalisé qu'avec un composant actif tel qu'un AO. C'est alors l'alimentation Continue ($\pm 15V$) de l'AO qui fournit au circuit oscillant son énergie.

Montage à résistance négative

Le rôle de ce montage est de compenser les pertes d'énergie en simulant une résistance négative. On s'intéresse donc à la caractéristique d'entrée du montage, c'est-à-dire à la relation $V_e(i_e)$. On suppose que l'amplificateur opérationnel utilisé est idéal, le courant i_e se retrouve ainsi intégralement dans la résistance R_1 . Pour montrer que le circuit est équivalent à une résistance négative, il faut tracer sa caractéristique $v_e=f(i_e)$



- AO idéal : $I_{\oplus} = I_{\ominus} = 0$

$$\begin{aligned} u_{R_0} &= \boxed{V_e - V_s = I_e R_0} && (\text{car } I_{\ominus} = 0) \quad (1) \\ V_s &= (R_0 + R)I && (\text{car } I_{\oplus} = 0) \end{aligned}$$

$$V_{\oplus} = IR \Rightarrow \boxed{V_{\oplus} = \frac{R}{R_0 + R} V_s} \quad (2)$$

AO en régime linéaire : $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

$$\begin{aligned} V_{\ominus} = V_e \quad (2) &\Rightarrow V_s = \frac{R_0 + R}{R} V_e \\ (1) &\Rightarrow V_e \left(1 - \frac{R_0 + R}{R}\right) = -\frac{R_0}{R} V_e = I_e R_0 \Rightarrow \boxed{V_e = -R I_e} \end{aligned}$$

- Condition d'existence du régime linéaire : Hors du régime linéaire : $V_s = \pm V_{sat}$

* $V_s = +V_{sat} (\epsilon > 0) \Rightarrow V_{\oplus} - V_{\ominus} > 0$

$$\left. \begin{aligned} (2) &\Rightarrow V_e < \frac{R}{R_0 + R} V_{sat} \\ (1) &\Rightarrow I_e = \frac{V_e - V_{sat}}{R_0} \end{aligned} \right\} I_e < -\frac{V_{sat}}{R_0 + R}$$

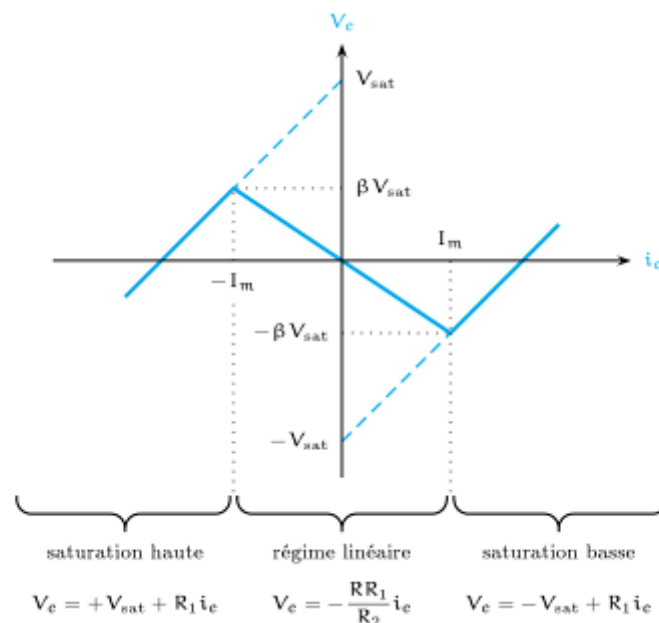
Tant que $V_e < \frac{R}{R_0 + R} V_{sat}$ et $I_e < -\frac{V_{sat}}{R_0 + R}$ alors $V_s = +V_{sat}$ et $\boxed{V_e = R_0 I_e + V_{sat}}$.

$V_s = -V_{sat} (\epsilon < 0) \Rightarrow V_{\oplus} - V_{\ominus} < 0$

$$\left. \begin{aligned} (2) &\Rightarrow V_e > -\frac{R}{R_0 + R} V_{sat} \\ (1) &\Rightarrow I_e = \frac{V_e + V_{sat}}{R_0} \end{aligned} \right\} I_e > \frac{V_{sat}}{R_0 + R}$$

Tant que $V_e > -\frac{R}{R_0 + R} V_{sat}$ et $I_e > \frac{V_{sat}}{R_0 + R}$ alors $V_s = -V_{sat}$ et $\boxed{V_e = R_0 I_e - V_{sat}}$.

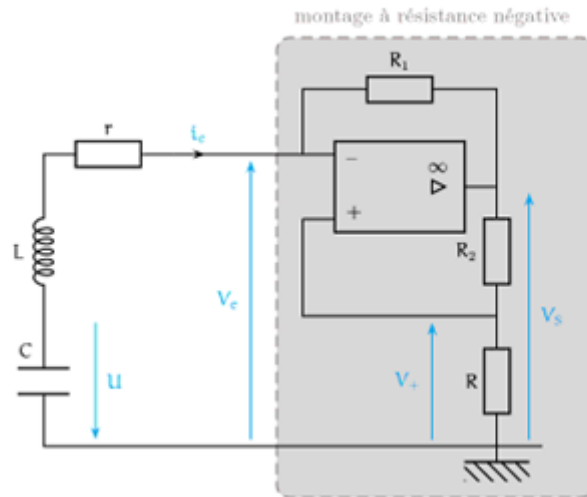
Dans le domaine de fonctionnement linéaire de l'AO, le comportement du circuit est bien celui d'une résistance négative.



Oscillateur à résistance négative

Montage

On associe le montage à résistance négative avec un circuit RLC selon la figure ci-dessous :



Naissance des oscillations en régime linéaire

Plaçons nous pour commencer avec un amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire. Cet état correspond à celui observé au moment où l'on met le circuit sous tension ; en effet, la continuité du courant dans la bobine impose une intensité initiale nécessairement faible. On peut alors remplacer la partie droite du circuit (grisée) par une résistance négative $-R_0$ pour obtenir le montage de la figure suivante :

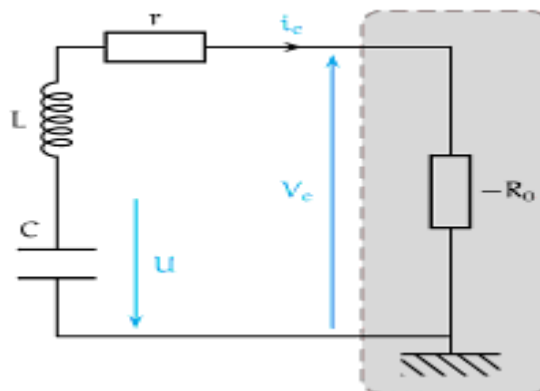


Figure 1

La loi des mailles fournit directement la loi d'évolution :

$$\frac{d^2U}{dt^2} + \frac{r-R_0}{L} \frac{dU}{dt} + \frac{U}{LC} = 0$$

L'équation différentielle satisfaite par le courant i_c est la même, il suffit de dériver celle relative à la tension

$$\frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{r-R_0}{L} \frac{di_c}{dt} + \frac{i_c}{LC} = 0$$

la condition théorique d'obtention d'un régime sinusoïdal pur consiste en une annulation du terme de dérivée première de relation différentielle. L'équation différentielle fournit la pulsation des oscillations

Limitation de l'amplitude des oscillations

L'égalité stricte $R_0 = r$ est cependant insuffisante en pratique pour maintenir les oscillations. En effet, à la moindre inéluctable fluctuation d'une des résistances du dispositif, on passe du cas $R_0 > r$ au cas $R_0 < r$; le système ne peut donc pas être le siège d'oscillations pérennes. Si on veut faire démarrer spontanément le système et observer durablement des oscillations d'amplitude non négligeable, il faut rendre le circuit instable en choisissant $R_0 > r$. En posant $a = \frac{R_0 - r}{2L} > 0$, les solutions des équations différentielles sont alors de la forme :

$$U(t) = U_0 \cos(\omega t + \varnothing)$$

$$I(t) = I_0 \cos(\omega t + \varnothing) \quad \text{avec} \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 + a^2}$$

Il s'agit maintenant d'oscillations sinusoïdales amplifiées de pseudo-pulsation

$\omega > \omega_0$. Si $a < \omega_0$, soit $R_0 - r \ll 2 \sqrt{\frac{L}{C}}$ on retrouve bien $\omega = \omega_0$, comme dans le cas limite $r = R_0$. L'amplitude de ces grandeurs croît comme e^{at} et ne permet pas au système de demeurer en régime linéaire, on va donc inévitablement assister à un basculement en saturation du dispositif. Il faut alors s'assurer de l'instabilité de cette saturation ; en effet, si le système se bloque en saturation, il ne s'agit pas d'un oscillateur.

Supposons que l'état de saturation atteint $V_s = +V_{\text{sat}}$, on sait alors, d'après la (figure 6.2), que $V_e = V_{\text{sat}} + R \cdot I_c$, et on peut remplacer la partie droite du montage par un générateur de tension de force électromotrice V_{sat} et de résistance interne R_i . On obtient le circuit équivalent de la figure 1

En utilisant l'équation différentielle $\frac{d^2 I_c}{dt^2} + \frac{R+r}{L} \frac{dI_c}{dt} + \frac{I_c}{LC} = 0$ satisfaite par le courant i_c , on veut que ce dernier tend vers 0 car tous les coefficients de l'équation différentielle sont du même signe. L'amplificateur opérationnel finira donc par quitter le régime de saturation haute car la condition $i_c < -I_m$ cessera forcément d'être vérifiée.

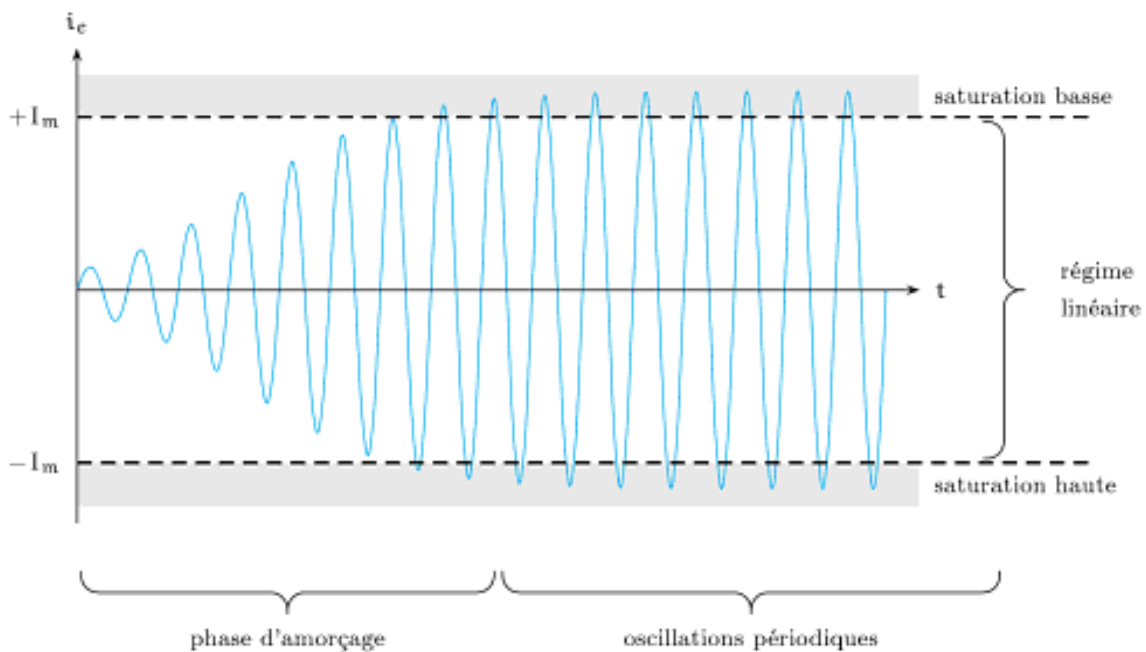
On peut aussi analyser qualitativement la situation en tenant le raisonnement suivant ,

Nous savons que $V_- < V_+$, avec $V_+ = \frac{R}{R+R_2} V_{sat} < V_{sat}$, donc $V_- < V_{sat}$.

D'autre part, $\frac{dU}{dt} = \frac{i_c}{C} = \frac{V_s}{V_-} = \frac{V_{sat} - V_-}{RC} > 0$, le condensateur se charge et V_- augmente.

Le potentiel V_+ étant constant, égal $\frac{R}{R+R_2} V_{sat}$, on en déduit que $\varepsilon = V_+ - V_-$ diminue.

Le système va donc spontanément quitter le régime de saturation haute pour un autre régime. Il faut encore vérifier que ce nouveau régime n'est pas celui de saturation basse; en effet, on ne pourrait alors pas parler d'oscillations quasi sinusoïdales car le système passerait d'un état de saturation à un autre état de saturation. Il s'agirait alors d'oscillations de relaxation et ce n'est pas que nous cherchons à obtenir.



Les oscillateurs de relaxation

Définition :

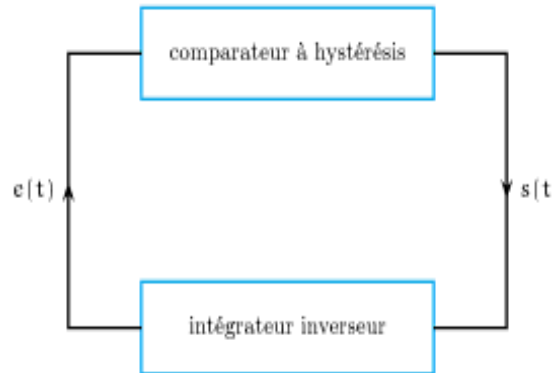
Un oscillateur de relaxation est un dispositif produisant un signal qui bascule périodiquement entre deux états bien définis .

On peut par exemple réaliser ce type d'oscillations en bouclant un comparateur à hystérésis sur un intégrateur inverseur (voir figure A). Ce principe n'est pas à retenir mais permet (d'analyser qualitativement le fonctionnement de la majorité des oscillateurs de relaxation.

Considérons un comparateur à hystérésis a deux états de sortie $+s_0$ et $-s_0$ et supposons qu'à l'instant initial $s = s_0 > 0$. L'intégrateur fournit donc $e(t) = e_0 - s_0 t / \tau$ qui décroît et finit par induire le basculement de la sortie du comparateur vers la valeur $-s_0$.

À partir de ce nouvel état, $e(t)$ se met maintenant à augmenter, ce qui va à nouveau faire basculer la sortie du comparateur vers la valeur $+s_0$. Le système proposé oscille bien entre les états $+s_0$ et $-s_0$ comparateur à hystérésis

figure A



Générateur de signaux en créneaux et triangulaires

Commençons par analyser le montage électronique réalisé sur le principe de la **figure A**. Nous avons en effet déjà rencontré les montages électroniques d'un comparateur à hystérésis et d'un intégrateur inverseur. On obtient ainsi le circuit de la **figure B**.

Analyse qualitativement du comportement

On reprend simplement la démarche faite en introduction en utilisant les équations électriques des deux blocs.

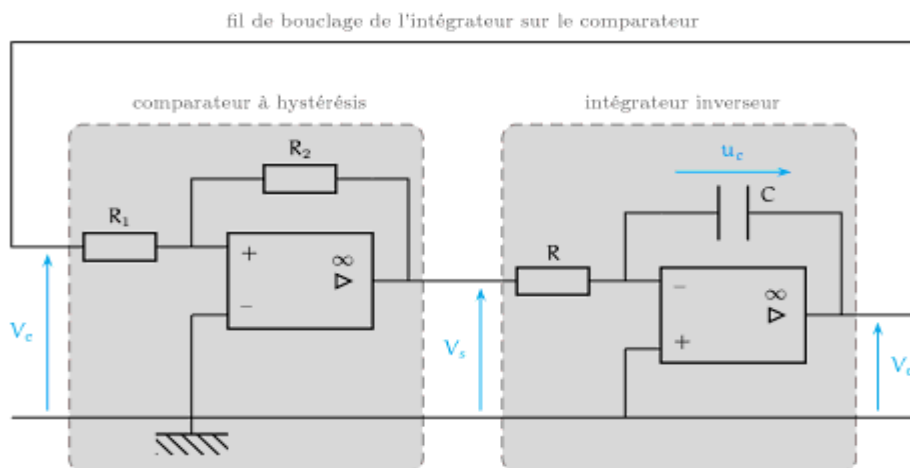
Un intégrateur inverseur réalise $V_e(t) = V_e(0) - 1/RC \int_0^t V_s(t) dt$

Le comparateur à hystérésis fonctionne en respectant le cycle représenté en figure 6.10 : à partir de l'état initial $V_s = +V_{sat}$, la tension de sortie garde cette valeur tant que $V_e > -R_1 / R_2 V_{sat} = -V_0$.

alors que l'état mitral $V_s = -V_{sat}$ reste le même tant que

$$V_e < R_1 / R_2 V_{sat} = +V_0$$

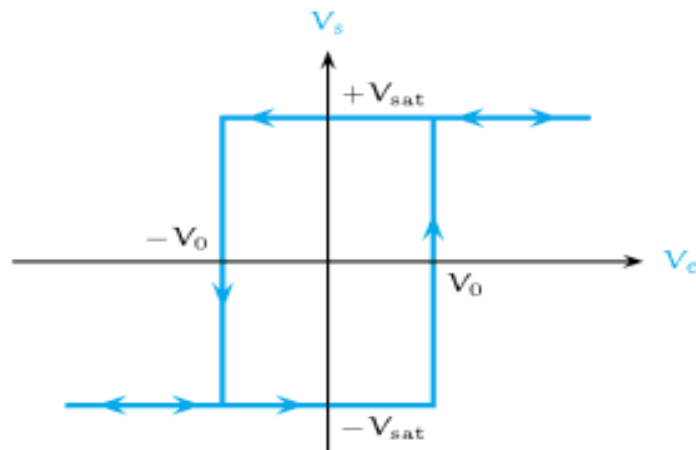
figure B



Supposons que le comparateur a hystérésis soit initialement dans l'état $V_s = -V_{sat}$; nous en déduisons que $dV_e(t) = V_{sat}/RCdt > 0$. donc $V_e(t)$ croît linéairement. et finit forcément par atteindre la valeur V_0 , le système va basculer spontanément. On montre de la même manière que l'état initial $V_s = +V_{sat}$ est instable. Le montage étudié est bien un oscillateur de relaxation qui bascule entre les deux états du comparateur a hystérésis.

Calcul de la période

Nous pouvons décider de fixer l'origine des temps $t=0$ à l'instant ou de bascule de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ sans nuire à la généralité de l'étude ; nous aurons alors $V_s(0^-) = -V_{sat}$ et $V_s(0^+) = +V_{sat}$. L'amplificateur opérationnel du montage intégrateur fonctionnant en régime linéaire, $V_e(t) = U_c(t)$, ou $U_c(t)$ est la tension aux borne d'un condensateur. La grandeur $V_c(t)$ est donc une fonction continue de temps et, d'après notre choix d'origine des temps, nous pouvons affirmer que $V_c(0^-) = V_c(0^+) = V_0$



Pour $t > 0$ on sait que $V_s = V_{sat}$ ainsi $V_c(t) = V_0 - \frac{V_{sat}}{RC}t$ décroît linéairement.

Cet état du comparateur perdure tant que :

$$V_c(t) > -V_0 \quad \text{donc Pour } 0 < t < t_0 = RC \frac{V_0}{V_{sat}} = RC \frac{R_1}{R_2};$$

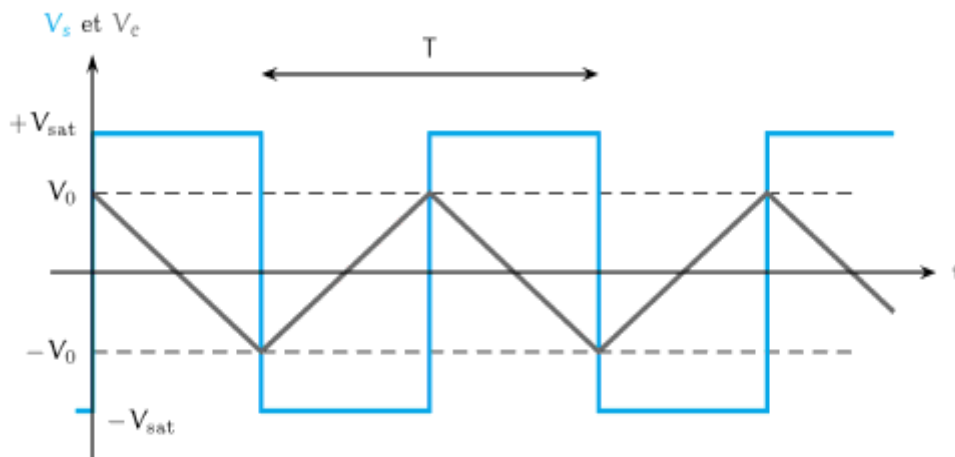
A l'instant t_0 le comparateur bascule cette fois de $V_s(t_0^-) = +V_{sat}$ à $V_s(t_0^+) = -V_{sat}$ avec $V_s(t_0^+) = V_s(t_0^-) = V_0$.

Le système est donc exactement dans le même état de qu'à $t = 0$ est les oscillations sont périodiques de période $T = t_1$.

Le système étudié est un amplificateur de relaxation de période $T = 2RC \frac{R_1}{R_2}$

Graphes de tension

L'étude précédente permet de donner l'allure de tensions $V_s(t)$ et $V_e(t)$



Le système permet de réaliser des signaux créneaux et signaux triangulaire de même période T .

Pour obtenir un signal sinusoïdal on peut filtrer un de ces signaux avec un filtre passe bande suffisamment sélectif, cette méthodes a été traite comme application de filtrage. Notons qu'il vaut mieux choisir de filtrer le signal triangulaire, plus proche d'un signal sinusoïdal et dans les harmonique décroissant plus vite que ceux du signal en créneaux