

OSCILLATEURS

On appelle oscillateur électronique auto entretenu, un **montage capable de générer un signal périodique stable** à partir d'une alimentation constante.

Deux sortes d'oscillateurs:

- **oscillateurs quasi-sinusoïdaux**
- **oscillateurs à relaxation** (créent des signaux non sinusoïdaux)

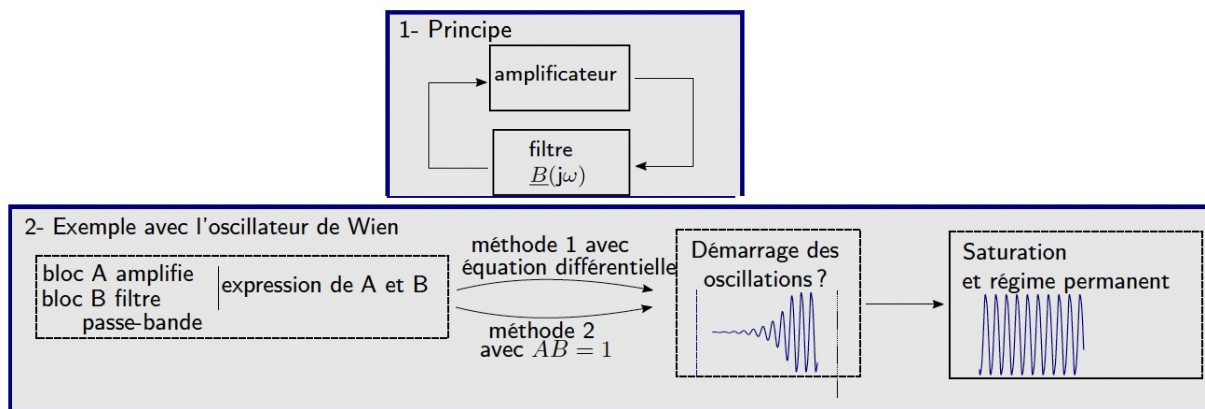
sinusoïdal (pulsation ω_0)	oscillateur quasi-sinusoïdal	une seule harmonique à ω_0
non sinusoïdal (carré, triangle, ...)	oscillateur à relaxation	harmoniques à $\omega_0, 2\omega_0, 3\omega_0, \dots$

Exemples d'oscillateurs:

- dispositifs pour la mesure du temps : horloge de microprocesseur, montre à quart...
- le GBF : il utilise des oscillateurs pour générer des signaux.

1. Structure générale et principe de fonctionnement

OSCILLATEUR QUASI-SINUSOÏDAL



Un oscillateur quasi-sinusoïdal se compose de deux blocs essentiels :

Un amplificateur (bloc A) : son rôle principal est de fournir le gain nécessaire pour compenser les pertes dans le circuit, afin que l'oscillation puisse se maintenir. Exemple: en utilisant un ALI.

Le gain de cet amplificateur est ajusté pour répondre à la condition de démarrage des oscillations ($G > 1$) et pour maintenir la stabilité ($G = 1$).

Un réseau de filtrage ou de résonance (bloc B) : il sélectionne une fréquence particulière (f_0) et rejette les autres fréquences. f_0 est la fréquence des oscillations. Exemples : circuit RC dans l'oscillateur de Wien (passe-bande centré sur f_0), circuit LC dans un oscillateur à résonance (circuit avec une inductance et un condensateur).

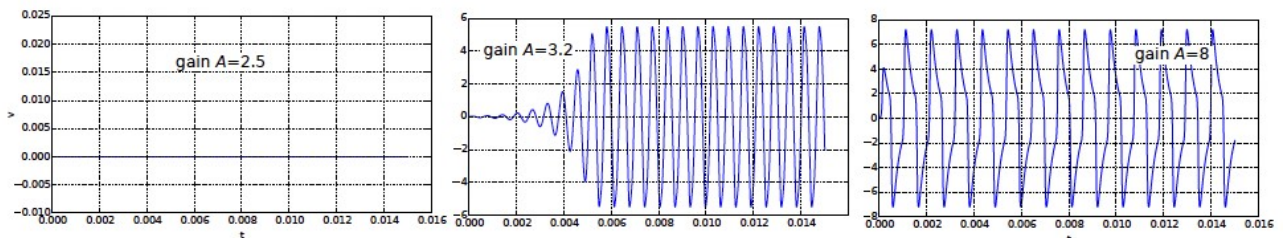
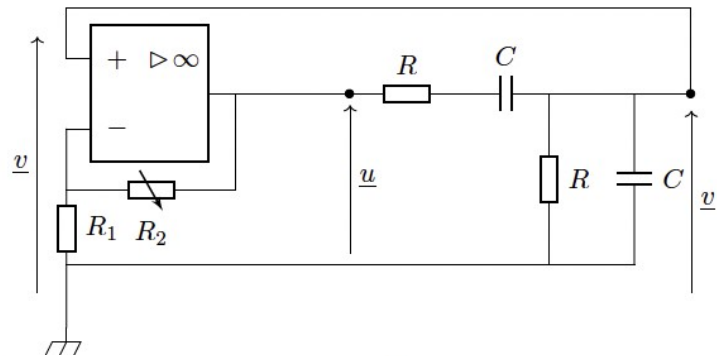
Principe de fonctionnement

- Un bruit initial (souvent thermique) est amplifié par le bloc A et passe à travers le réseau B.
- Le signal résultant est renvoyé à l'entrée du bloc A grâce à une boucle de rétroaction.
- Si le produit des gains de boucle satisfait la condition de Barkhausen alors les oscillations s'établissent à la fréquence f_0 déterminée par B.
- Les oscillations sont limitées en amplitude par des mécanismes non linéaires, comme la saturation de l'amplificateur ou l'ajout de composants limitateurs (ex. diodes).

Exemple de l'oscillateur de Wien

ALI

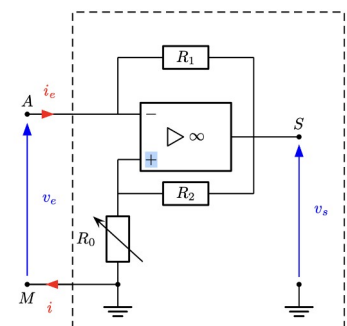
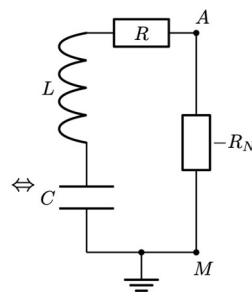
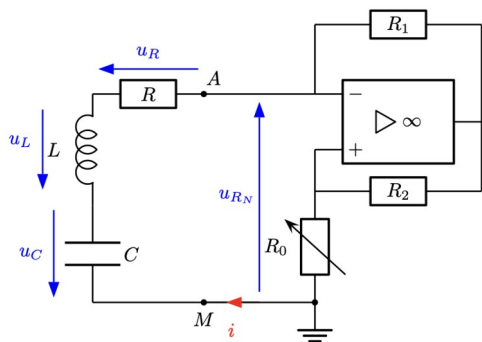
$$\text{Gain : } A = 1 + R_2/R_1$$



Évolution de $v(t)$. Il y a démarrage des oscillations à partir de $A_{\text{seuil}} = 3$.

On remarque bien les deux phases : **démarrage des oscillations** (régime transitoire) puis , le signal augmente et il y a **établissement des oscillations** (régime permanent) de manière plus ou moins régulière (sinusoïde plus ou moins parfaite car des phénomènes de non linéarité interviennent, par exemple la saturation d'un ALI).

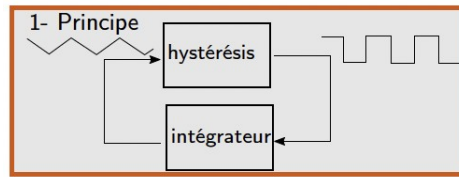
Exemple de l'oscillateur résistance négative



Montage complet et le montage équivalent.

résistance négative

OSCILLATEUR À RELAXATION



2- Exemple : multivibrateur astable non inverseur + intégrateur inverseur

Un oscillateur à relaxation est un circuit générant des signaux non sinusoïdaux (carré, triangle, rampe), basé sur la charge et la décharge d'un condensateur via un élément non linéaire.

Dans l'exemple du multivibrateur astable, la structure comprend :

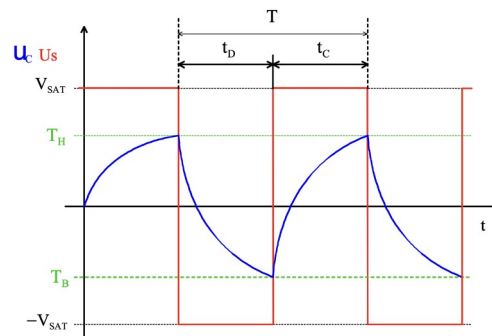
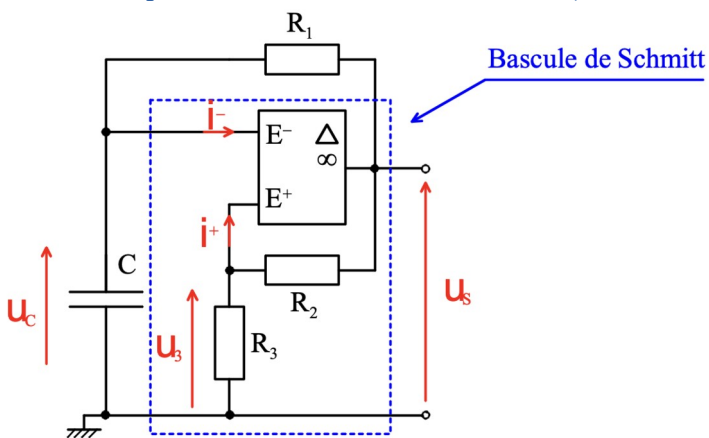
Un ALI fonctionnant en régime saturé :

Son rôle est de fournir une commutation rapide entre les états hauts et bas du signal.

Un réseau de temporisation (condensateurs et résistances) :

Le condensateur se charge et se décharge à travers une résistance R_1 , ce qui détermine la durée des états hauts et bas du signal de sortie. La constante de temps $\tau = RC$ influence la fréquence d'oscillation.

Exemple d'un oscillateur à relaxation (multivibrateur astable)



$$t_D = R_1 C \ln \frac{R_2 + 2R_3}{R_2}$$

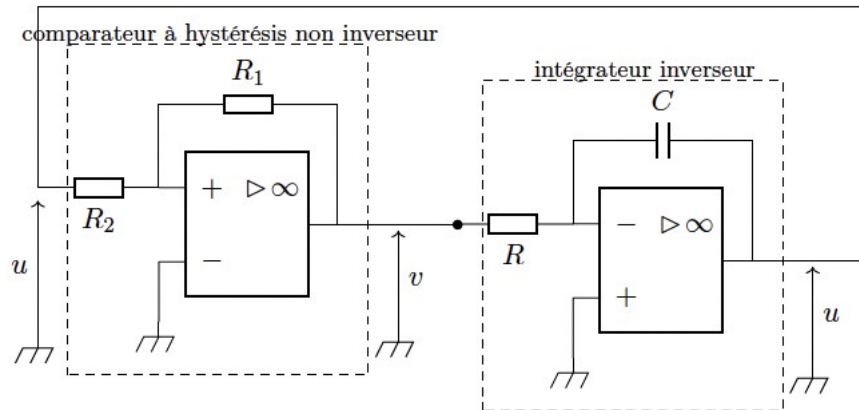
$$t_C = R_1 C \ln \frac{R_2 + 2R_3}{R_2}$$

fréquence du signal :

Principe de fonctionnement

Si $V^+ > V^-$, on a : $V_S = +V_{sat}$. Le condensateur C se charge à travers R_1 . Le potentiel V^- croît jusqu'à la valeur $\frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{sat}$ (R_2 et R_3 forment un pont diviseur), puis le montage bascule et alors $V_S = -V_{sat}$. Le condensateur C se décharge à travers R_1 jusqu'à ce que $V^- > V^+$ et le montage bascule à nouveau. Le système oscille indéfiniment entre ces deux états (astable) avec une période fonction des valeurs des éléments du circuit.

Autre exemple :



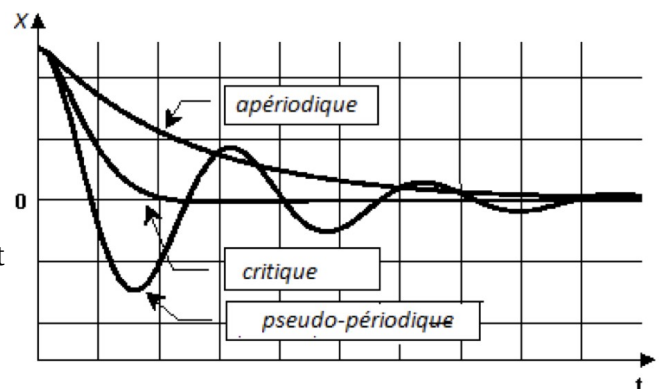
2. Condition pour que la solution d'une équation différentielle linéaire du second ordre soit divergente

Montage suivant une équation différentielle du type : $X'' + \frac{\omega_0}{Q} X' + \omega_0^2 X = 0$
avec ω_0 et Q réels positifs.

Exemple: circuit R,L,C.

Dans tous les cas, $\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = 0$

Le régime qui s'amortit le plus rapidement est le régime critique.



Lorsqu'un système obéit à une équation différentielle du second ordre, il est stable si les trois coefficients devant X'' , X' et X sont de même signe. Ainsi, la solution ne diverge pas.

Équation différentielle considérée : $X'' + K X' + \omega_0^2 X = 0$

Les coefficients de cette équation sont :

- 1 pour $X''(t)$ (coefficient de la dérivée seconde),
- K pour $X'(t)$ (coefficient de la dérivée première),
- ω_0^2 pour $X(t)$ (coefficient de la variable X).

Condition générale de stabilité : pour que le système soit stable (pas de divergence de la solution $X(t)$), tous les coefficients doivent être de même signe. Si K est négatif, des instabilités apparaissent.

Le coefficient K contrôle la dissipation ou le gain d'énergie dans le système :

- Si $K > 0$, il représente une dissipation (amortissement).
- Si $K < 0$, il représente une amplification (injection d'énergie dans le système).

Équation caractéristique : $r^2 + Kr + \omega_0^2 = 0$

Instabilité dans le cas $\Delta > 0$ (discriminant positif, racines réelles).

Les racines de l'équation sont : $r_1 =$ et $r_2 =$

Si $K < 0$ alors r_1 ou r_2 (ou les deux) deviennent positives. Une racine positive entraîne $\exp(r t)$ qui diverge lorsque t tend vers l'infini.

Solution générale :

$$X(t) = A e^{r_1 t} + B e^{r_2 t}$$

Quand $t \rightarrow \infty$, la solution est dominée par le terme associé à la plus grande racine positive, et $X(t) \rightarrow \infty$.

Exemple : dans un circuit RLC, cela peut correspondre à une amplification incontrôlée de la tension ou du courant, ce qui peut endommager le système.

Instabilité dans le cas $\Delta < 0$ (discriminant négatif, racines complexes).

Les racines de l'équation sont complexes conjuguées : $r_1 =$ et $r_2 =$

Si $K < 0$ alors $\alpha = K/2$ est négatif. La solution $X(t)$ contient un facteur $\exp(-\alpha t)$ qui diverge lorsque $t \rightarrow \infty$.

Solution générale :

$$X(t) = e^{\alpha t} (A \cos(\beta t) + B \sin(\beta t))$$

Quand $t \rightarrow \infty$, $X(t) \rightarrow \infty$.

Quand $t \rightarrow \infty$, l'amplitude des oscillations augmente de façon exponentielle. Cela entraîne un régime oscillatoire instable.

Exemple : dans un circuit RLC, cela peut correspondre à des oscillations auto-entretenues, où l'énergie est injectée en continu, provoquant une augmentation progressive de l'amplitude.

Conclusion : si le coefficient de X' est différent du signe des coefficients de X et X'' alors le régime libre n'est pas amorti, le circuit est instable.

Application aux oscillateurs électroniques.

Dans les oscillateurs, l'instabilité est utilisée pour produire des signaux périodiques. Ces circuits exploitent le phénomène d'oscillations auto-entretenues, où une amplification contrôlée ($K < 0$) compense exactement les pertes dans le système.

L'oscillateur est conçu de manière à ce que le gain global du système atteigne exactement l'unité (critère de Barkhausen). Cela garantit une oscillation continue sans amortissement ni croissance exponentielle incontrôlée.

Exemples :

Oscillateurs LC (utilisés dans les circuits radio pour produire des fréquences porteuses).

Oscillateurs à quartz (utilisés pour générer des signaux temporels très précis, comme dans les horloges).

Multivibrateurs (utilisés dans les circuits numériques comme générateurs d'horloge).

3. Conditions d'oscillation - Le critère de Barkhausen

Le critère de Barkhausen détermine les conditions nécessaires pour qu'un système puisse entrer en oscillation. Ces oscillations sont possibles si le système satisfait deux conditions principales, exprimées à l'aide de la fonction de transfert en boucle ouverte $\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)$, où :

- $\underline{A}(\omega)$ est le gain de l'amplificateur.
- $\underline{B}(\omega)$ est la fonction de transfert de la boucle de rétroaction.

Le critère se décompose en deux parties :

1. Condition sur la phase :

$$\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)=1 \Rightarrow \arg(A)+\arg(B)=0 \text{ (ou un multiple de } 2\pi).$$

Explication : la somme des phases de $\underline{A}(\omega)$ et $\underline{B}(\omega)$ doit être nulle (ou un multiple entier de 2π) pour que le signal se régénère sans déphasage au cours de chaque cycle. Cette condition est essentielle pour que les oscillations soient constructives, c'est-à-dire que chaque tour dans la boucle renforce le signal au lieu de l'annuler.

Application : la résolution de cette équation permet de déterminer la fréquence ou la pulsation ω_0 des oscillations.

2. Condition sur le module (amplitude) :

$$\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)=1 \Rightarrow |\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)|=1 \text{ soit } |\underline{A}(\omega)|=1/|\underline{B}(\omega)|$$

Explication : le produit des modules (ou amplitudes) de $\underline{A}(\omega)$ et $\underline{B}(\omega)$ doit être exactement égal à 1. Cela garantit que l'amplitude des oscillations reste constante au cours du temps. Si $|\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)| > 1$, les oscillations augmentent et risquent de saturer. Si $|\underline{A}(\omega)\underline{B}(\omega)| < 1$, elles décroissent et disparaissent.

Application : Cette condition permet de fixer le gain nécessaire de l'amplificateur pour compenser les pertes dans la boucle et maintenir les oscillations.

Synthèse

Pour que les oscillations se produisent dans un oscillateur :

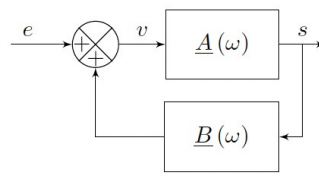
1. La phase totale de la boucle doit être un multiple entier de 2π .
2. Le produit des gains en boucle ouverte doit être exactement égal à 1.

En pratique, ces critères sont utilisés pour concevoir et ajuster des oscillateurs (par exemple, des oscillateurs LC ou à quartz) afin de produire des signaux périodiques précis.

Cas de l'oscillateur sinusoïdal

un oscillateur sinusoïdal est souvent réalisé à partir d'un système bouclé constitué d'une chaîne directe de fonction de transfert $A(\omega)$ et d'une chaîne de retour de fonction de transfert $B(\omega)$:

Application



$$v = e - s B(\omega)$$

De plus :

$$s = A(\omega) v = A(\omega) e - s A(\omega) B(\omega)$$

Soit finalement :

$$s = \frac{A(\omega)}{1 - A(\omega) B(\omega)} e$$

- Si $|A(\omega)| \gg 1$, le gain apparent $\frac{s}{e} = -\frac{1}{B(\omega)}$ est indépendant de la chaîne directe. Cela permet notamment de s'affranchir des défauts d'un amplificateur linéaire intégré en chaîne directe.
- Si $|B(\omega)| < 1$, on parle de contre-réaction et on obtient un gain plus faible qu'en chaîne directe, ce qui permet de stabiliser le système. Dans ce cas, il ne peut y avoir d'oscillations.
- Pour qu'un système oscille, il faut qu'il existe une fréquence f_0 pour laquelle le gain de boucle soit égal à 1 : c'est la **condition de Barkhausen**. Elle s'écrit :

$$T(\omega) = A(\omega) B(\omega) = 1$$

Elle se traduit en pratique par deux conditions :

- à la fréquence d'oscillations f_0 , l'amplification de la boucle doit être égale à 1 : c'est la condition de gain, qui s'écrit :

$$|T(\omega)| = |A(\omega) B(\omega)| = 1$$

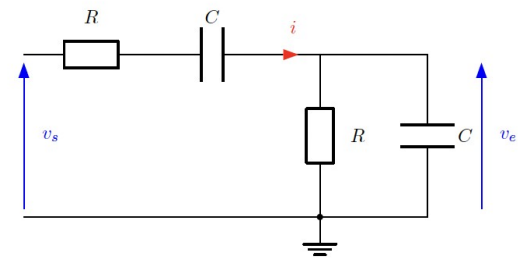
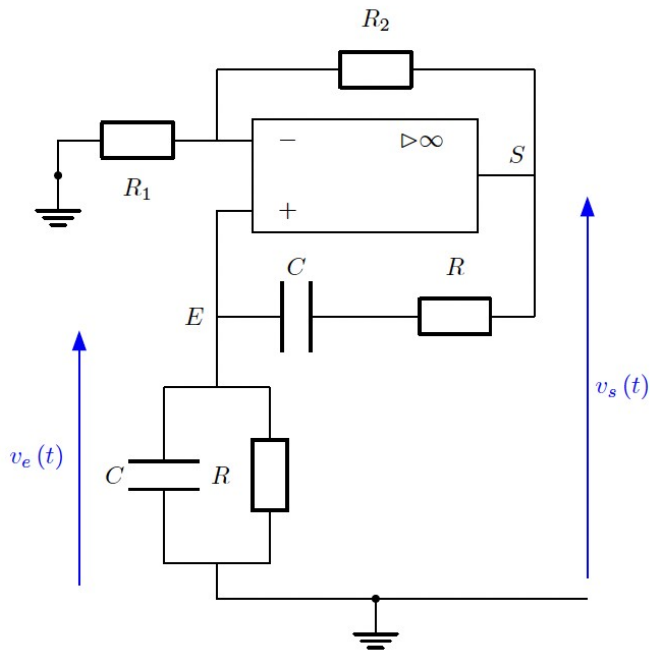
- à la fréquence d'oscillations f_0 , le déphasage total de la boucle doit être nul : c'est la condition de phase, qui s'écrit :

$$\arg(A(\omega) B(\omega)) = 2k\pi, k \in \mathbb{Z}$$

4. Oscillateur quasi-sinusoïdal

Oscillateur à pont deWien

Considérons le filtre suivant dans lequel on applique un signal v_s à l'entrée et pour lequel on récupère v_e à la sortie. La sortie du filtre est reliée à l'entrée de l'amplificateur et la sortie de l'amplificateur est injectée à l'entrée du filtre.



Filtre de Wien

Oscillateur à pont de Wien

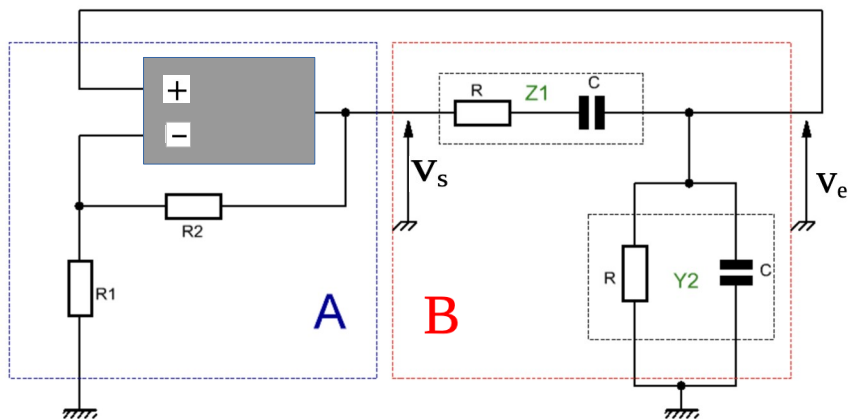
Etude temporelle

Conclusion :

Etude en régime sinusoïdal

Partie A : amplificateur non inverseur.

Partie B : filtre passe-bande ou pont de Wien.



En pratique, on prend A légèrement supérieur à 3 de façon à obtenir une solution divergente.
 Ceci revient à choisir $1 + \frac{R_2}{R_1} > 3$, soit $R_2 > 2R_1$.
 Ainsi, le système est instable et les oscillations peuvent naître.

La fréquence des oscillations est donnée par $\omega_0^2 = \frac{1}{\tau^2}$, soit :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

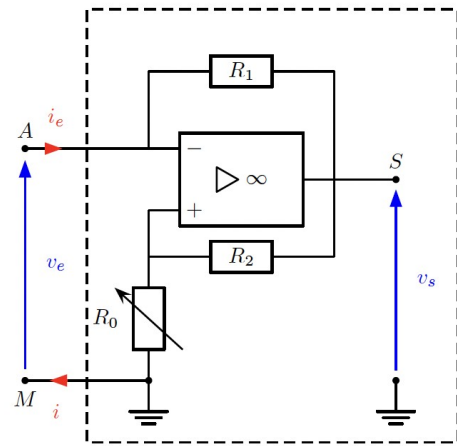
On voit ainsi que la fréquence des oscillations est fixée par le filtre de Wien :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Application numérique : En prenant $R = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 10\text{ nF}$, on trouve $f = 1,6\text{ kHz}$.

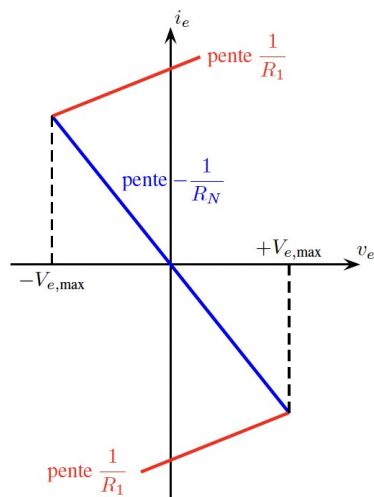
Oscillateur à résistance négative

Etude en régime linéaire

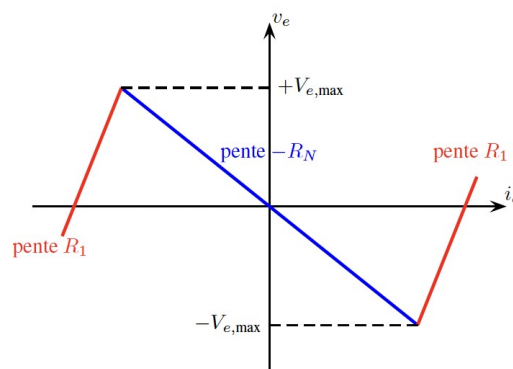


Etude en régime saturé

On peut tracer la caractéristique courant - tension ou tension - courant du dipôle

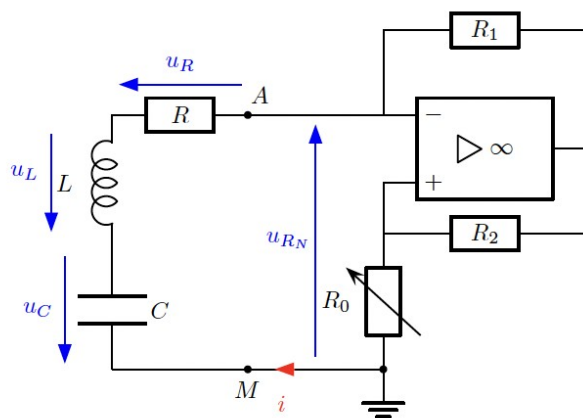


(a) courant - tension

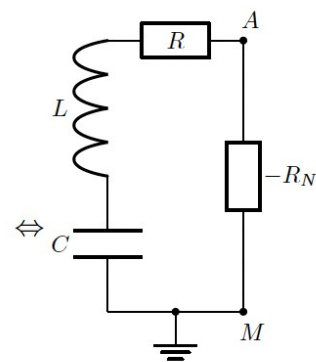


(b) tension - courant

On insère maintenant ce dipôle simulant une résistance négative dans un circuit RLC .
Suivant la tension que l'on désire observer, les dipôles ne seront pas placés dans le même ordre.



(a) Circuit complet



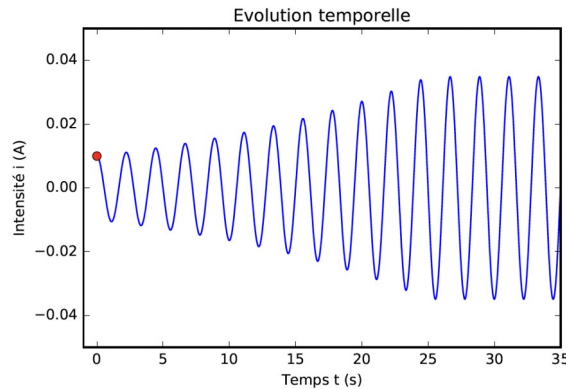
(b) Circuit équivalent

Établissement des oscillations sinusoïdales

Le système est stable si les 3 termes de l'équation différentielle sont de même signe.

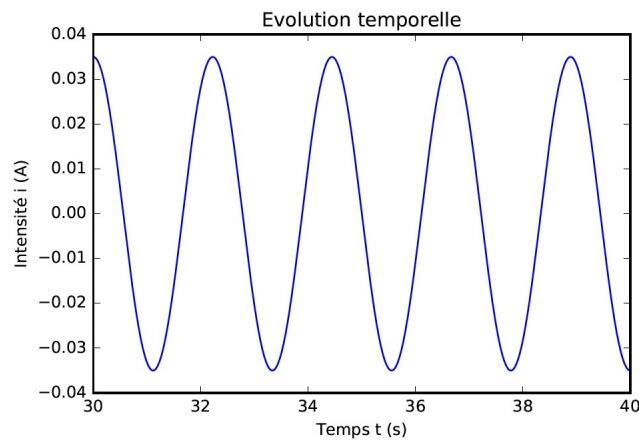
Pour qu'il y ait des oscillations, il faut donc que le terme du premier ordre soit négatif, soit $R_N > R$ (donc $\lambda < 0$) : il faut compenser la résistance totale du circuit.

Le démarrage a lieu grâce aux défauts de l'amplificateur linéaire intégré, par exemple la tension de décalage. Le démarrage peut également avoir lieu grâce à de très petits mouvements aléatoires des électrons libres dans le métal constituant la résistance. Ces très petites oscillations d'électrons (dues à l'agitation thermique) existent dans tout conducteur. Dans un premier temps, les oscillations sont sinusoïdales amplifiées puis, en raison de la présence de l'ALI, quasi-sinusoïdales, de pulsation ω_0 . On peut représenter le démarrage des oscillations de la façon suivante :

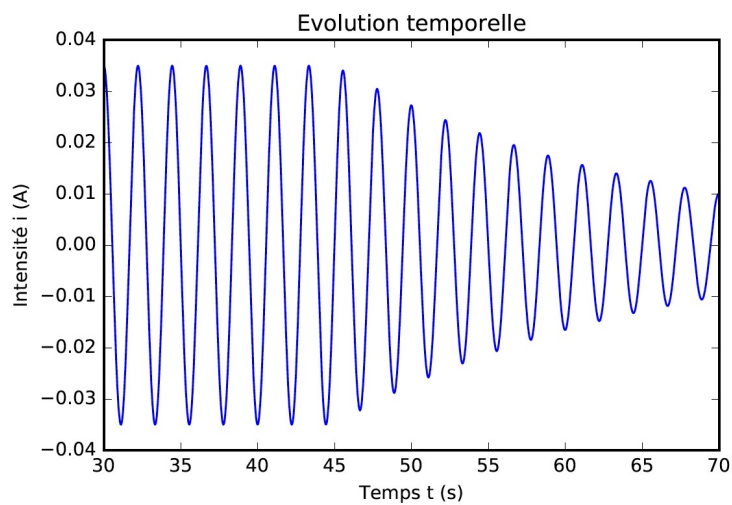


En régime établi, l'amplificateur est saturé et le régime est gouverné par une autre équation différentielle qui tient compte du fait que l'amplificateur linéaire intégré fonctionne en régime saturé :

L'entretien des oscillations ne nécessite pas d'alimentation, comme on peut le voir sur la représentation du circuit. Il ne faut cependant pas oublier que l'amplificateur linéaire intégré est alimenté par une source externe de tension : c'est elle qui fournit l'énergie nécessaire à l'entretien de ces oscillations. On peut représenter l'entretien des oscillations de la façon suivante :



Si la valeur de la résistance négative est insuffisante, la résistance du circuit crée un amortissement des oscillations jusqu'à leur disparition :

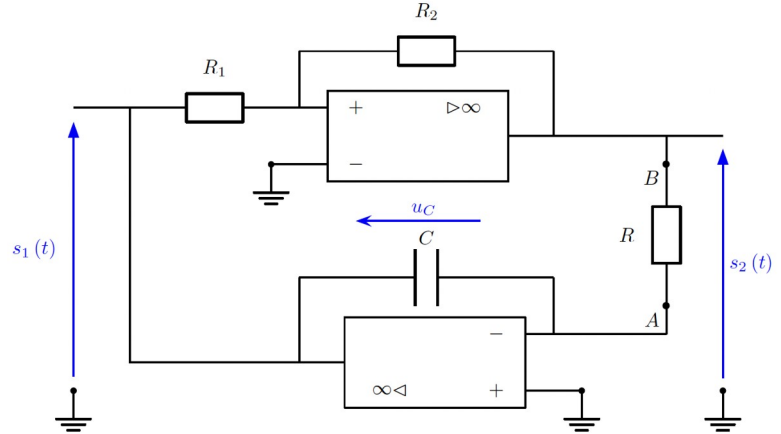


5. Oscillateur à relaxation

Comparateur à hystérésis + intégrateur

Plusieurs réalisations possibles : avec des transistors, avec des portes logiques, avec des circuits logiques tels que le NE555, le 4098, avec un amplificateur linéaire intégré, **en associant un intégrateur (en fonctionnement linéaire) et un comparateur à Hystérésis (en fonctionnement saturé).**

comparateur à Hystérésis non inverseur et intégrateur.



- L'intégrateur (utilisant l'ALI du bas) réalise l'intégration du signal $s_2(t)$:

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

- Le comparateur à Hystérésis (utilisant l'ALI du haut) fonctionne en respectant le cycle représenté dans le chapitre précédent en exercice : celui du comparateur à Hystérésis non inverseur.

Nous avons établi que :

- v_s bascule à $+V_{\text{sat}}$ lorsque $\varepsilon > 0$, soit :

$$v_+ > v_- = 0$$

c'est-à-dire lorsque $v_e > \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}} = E_+ = V_0$.

C'est le seuil haut.

- Le seuil bas est donné par :

$$E_- = -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}} = -V_0$$

Cela signifie que $s_2(t) = +V_{\text{sat}}$ tant que $s_1(t) > -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}} = -V_0$ et que $s_2(t) = -V_{\text{sat}}$ tant que

$$s_1(t) < \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}} = V_0.$$

Supposons que le comparateur à Hystérésis soit initialement dans l'état $s_2(t) = -V_{\text{sat}}$.

Dans ce cas, $ds_1(t) = \frac{V_{\text{sat}}}{RC} dt > 0$ et $s_1(t)$ croît linéairement jusqu'à atteindre la valeur V_0 , valeur pour laquelle $s_2(t)$ bascule à $+V_{\text{sat}}$.

On a alors $ds_1(t) = -\frac{V_{\text{sat}}}{RC} dt < 0$: $s_1(t)$ décroît linéairement jusqu'à atteindre la valeur $-V_0$, valeur pour laquelle $s_2(t)$ bascule à $-V_{\text{sat}}$.

Le phénomène se poursuit alors de manière périodique.

Fixons l'origine des temps t à l'instant où le comparateur bascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$. L'amplificateur linéaire intégré du montage intégrateur fonctionnant en régime linéaire, le potentiel V_A en A est nul ($\epsilon = 0$), ce qui fait que la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur est égale à $s_1(t)$.

Il y a continuité de la tension aux bornes du condensateur : $u_C(0^-) = u_C(0^+) = V_0$.

Pour une date $t > 0$, $v_s = +V_{\text{sat}}$ et u_C décroît linéairement : $u_C(t) = E_+ - \frac{V_{\text{sat}}}{RC} t$
..

Cet état de saturation positive du comparateur à Hystérésis a lieu tant que $u_C(t) > -V_0$, c'est-à-dire

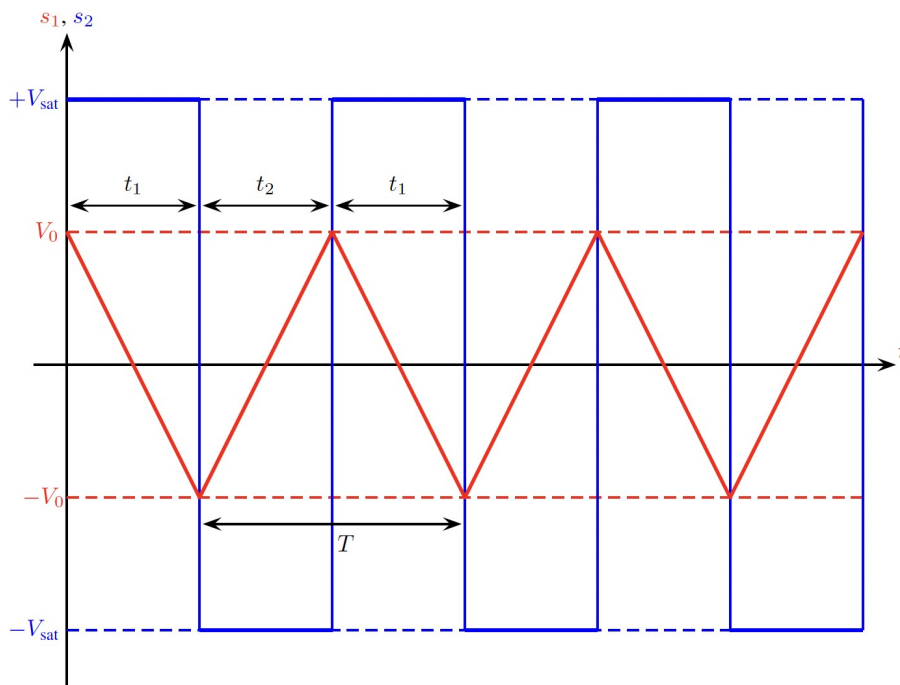
tant que : $0 < t < t_1 = 2RC \frac{V_0}{V_{\text{sat}}} = 2RC \frac{R_1}{R_2}$

À l'instant t_1 , le comparateur bascule de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ avec $u_C(t_1^-) = u_C(t_1^+) = -V_0$. Cet état dure cette

fois, tant que $u_C(t) < V_0$, donc pour : $t_1 < t < t_2 = 2RC \frac{V_0}{V_{\text{sat}}} = 2RC \frac{R_1}{R_2}$

Pour $t = t_2$, le comparateur bascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ et les oscillations continuent périodiquement. La période de l'oscillateur ainsi constitué vaut :

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$$



6. Analyse spectrale

Dans le cas idéal des deux premiers oscillateurs (à pont de Wien et à résistance négative), l'analyse spectrale des intensités circulant dans les circuits devrait fournir l'harmonique de rang 1.

En effet, on devrait obtenir l'équation différentielle : $\frac{d^2 i}{dt^2} + \omega_0^2 i = 0$

dont la solution est purement sinusoïdale.

Bien évidemment, cela est en pratique impossible à réaliser. Ainsi, on observera le fondamental et quelques harmoniques.

Le filtre de Wien est peu sélectif et on observe en fait, en plus du fondamental, les harmoniques de rang 3 et 5.

L'oscillateur à résistance négative permet d'obtenir des signaux plus purs mais il est coûteux et encombrant.

En pratique, on utilise de préférence des oscillateurs à quartz ou des montages à transistors.

Pour l'oscillateur à relaxation, on devrait obtenir théoriquement les spectres correspondant à un signal en créneaux à la sortie du comparateur et à un signal triangulaire en sortie de l'intégrateur.

Cas de l'oscillateur quasi-sinusoidal à pont de Wien

Soit un filtre passe-bande du second ordre (Q, ω_0) bouclé avec un amplificateur de gain A réel. On aboutit à l'équation :

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \left(1 - \frac{A}{A_0}\right) \frac{dv}{dt} + \omega_0^2 v = 0 \quad (*)$$

