Leçon 3 : oscillateurs électroniques

E. Capitaine

TSI 2 - Lycée Charles Coëffin

17 septembre 2025

Plan

Plan

Introduction

Exemple d'oscillateur électronique

(chaîne Youtube : Steve Mould)

Introduction

On appelle **oscillateur électronique auto-entretenu** un système capable de générer un signal périodique stable **seul** à partir uniquement d'une alimentation constante (par exemple celle d'un ALI et sans GBF) **sans signal d'entrée**.

Parmi ces oscillateurs on peut distinguer :

Introduction

On appelle **oscillateur électronique auto-entretenu** un système capable de générer un signal périodique stable **seul** à partir uniquement d'une alimentation constante (par exemple celle d'un ALI et sans GBF) **sans signal d'entrée**.

Parmi ces oscillateurs on peut distinguer :

- **les oscillateur quasi sinusoïdaux**

Introduction

On appelle **oscillateur électronique auto-entretenu** un système capable de générer un signal périodique stable **seul** à partir uniquement d'une alimentation constante (par exemple celle d'un ALI et sans GBF) **sans signal d'entrée**.

Parmi ces oscillateurs on peut distinguer :

- **les oscillateur quasi sinusoïdaux**
- **les oscillateurs à relaxation.**

Plan

On considère que l'oscillateur que l'on veut créer est un système LCI. On revient sur la condition de stabilité d'un système LCI, mais cette fois il n'y aura pas d'entrée (l'alimentation n'étant pas un signal). Quelle est la forme de l'équation différentielle du second ordre qui le décrit ?

On considère que l'oscillateur que l'on veut créer est un système LCI. On revient sur la condition de stabilité d'un système LCI, mais cette fois il n'y aura pas d'entrée (l'alimentation n'étant pas un signal). Quelle est la forme de l'équation différentielle du second ordre qui le décrit ?

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

Comme il n'y a pas d'entrée e, il n'y a pas de second membre : c'est une **équation homogène**.

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

On considère que b_0 et b_2 sont toujours positifs. Étudions b_1 pour différents cas.

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

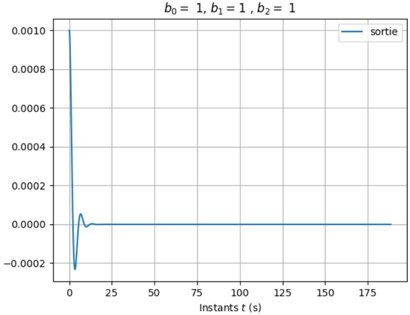
$b_1 > 0$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

$b_1 > 0$ les coefficients ont le même signe : le système est stable, la sortie (ou solution) s tend vers 0, **il n'y a pas d'oscillations car les pertes sont plus fortes que l'amplification**.



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

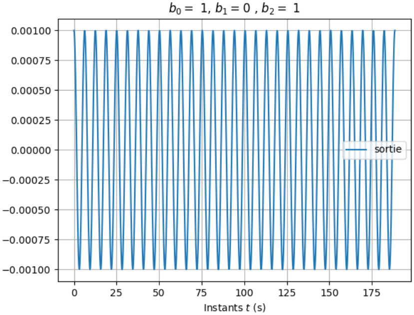
$b_1 = 0$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

$b_1 = 0$ on reconnaît l'équation différentielle d'un oscillateur harmonique : c'est le **cas idéal** purement théorique, qui est **impossible à obtenir en pratique**.



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

$b_1 < 0$

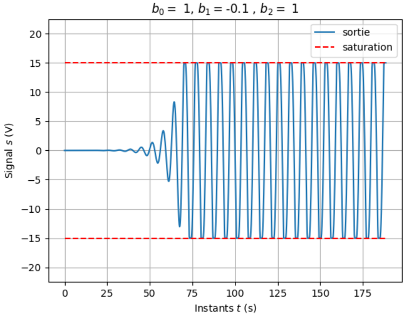
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + b_2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

$b_1 < 0$ les coefficients n'ont pas les mêmes signes : le système est instable, la sortie (ou solution) s diverge, **il y a des oscillations car les pertes sont plus faibles que l'amplification**. Si b_1 est proche de 0 alors

$$s(t) = \mathrm{e}^{b_1 t/2b_2} \sin\left(\omega t + \varphi\right)$$



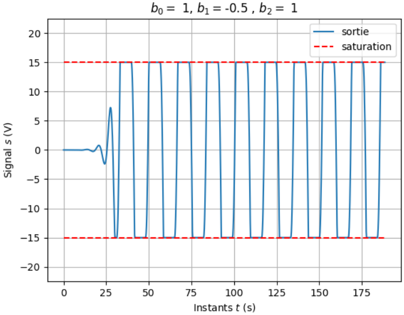
le signal sinusoïdal s'accroît progressivement jusqu'à ce que les non linéarités stoppent l'accroissement et bornent l'amplitude aux valeurs de saturation.

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine temporel : conditions d'oscillations

Un oscillateur quasi sinusoïdal n'oscille que si le montage est **instable** : par exemple dans ce cours $b_0 > 0$, $b_1 < 0$ et $b_2 > 0$. Plus b_1 sera proche de 0 plus les oscillations seront sinusoïdales, plus b_1 sera éloigné de 0 et plus l'effet des non linéarités apparaîtront : un signal de sortie non sinusoidal donc avec plusieurs fréquences.

On souhaite donc réaliser des montages **avec $b_1 < 0$ mais proche de 0 pour obtenir des oscillateur quasi sinusoïdaux**.



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

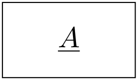
On représentera un oscillateur auto entretenu par deux blocs :

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On représentera un oscillateur auto entretenu par deux blocs :

- un **amplificateur** $\underline{A}$

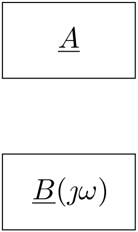


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On représentera un oscillateur auto entretenu par deux blocs :

- un **amplificateur** $\underline{A}$
- un **filtre passe-bande** $\underline{B}(\jmath\omega)$ afin de sélectionner uniquement la pulsation du signal sinusoïdal voulu.



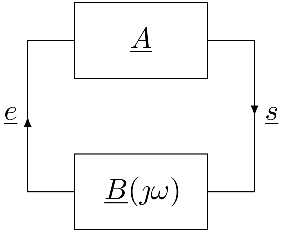
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On représentera un oscillateur auto entretenu par deux blocs :

- un **amplificateur** $\underline{A}$
- un **filtre passe-bande** $\underline{B}(\jmath\omega)$ afin de sélectionner uniquement la pulsation du signal sinusoïdal voulu.

Ces **deux blocs sont bouclés** : l'entrée de l'un correspond à la sortie de l'autre et réciproquement. On constate bien qu'un oscillateur auto entretenu n'a ni entrée ni sortie, aucune tension n'est imposée par un générateur extérieur (seul l'amplificateur est alimenté).

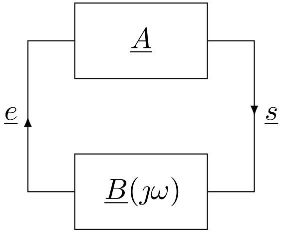


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On voit que

$$\underline{s} = \underline{A}\underline{e} \quad \text{et} \quad \underline{e} = \underline{B}(\jmath\omega)\underline{s} \quad \text{donc} \quad \underline{s} = \underline{A}\underline{B}(\jmath\omega)\underline{s}.$$



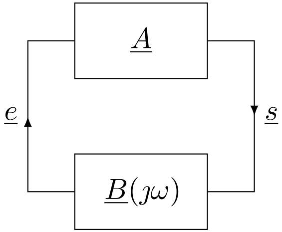
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On voit que

$$\underline{s} = \underline{A}\underline{e} \quad \text{et} \quad \underline{e} = \underline{B}(\jmath\omega)\underline{s} \quad \text{donc} \quad \underline{s} = \underline{AB}(\jmath\omega)\underline{s}.$$

- Si $\underline{AB}(\jmath\omega) = 0$ alors $\underline{s} = 0$: pas d'oscillations.



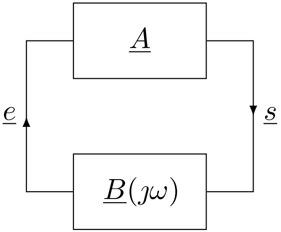
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On voit que

$$\underline{s} = \underline{A}\underline{e} \quad \text{et} \quad \underline{e} = \underline{B}(\jmath\omega)\underline{s} \quad \text{donc} \quad \underline{s} = \underline{AB}(\jmath\omega)\underline{s}.$$

- Si $\underline{AB}(\jmath\omega) = 0$ alors $\underline{s} = 0$: pas d'oscillations.
- Si $\underline{AB}(\jmath\omega) = 1$ alors $\underline{s} \neq 0$: l'amplificateur $\underline{A}$ compense parfaitement les pertes du filtre $\underline{B}(\jmath\omega)$ à la pulsation souhaitée, cas idéal.



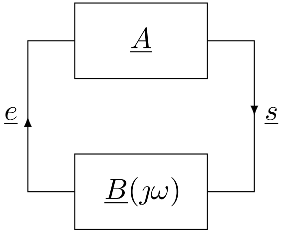
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

On voit que

$$\underline{s} = \underline{A}\underline{e} \quad \text{et} \quad \underline{e} = \underline{B}(\jmath\omega)\underline{s} \quad \text{donc} \quad \underline{s} = \underline{AB}(\jmath\omega)\underline{s}.$$

- Si $\underline{AB}(\jmath\omega) = 0$ alors $\underline{s} = 0$: pas d'oscillations.
- Si $\underline{AB}(\jmath\omega) = 1$ alors $\underline{s} \neq 0$: l'amplificateur $\underline{A}$ compense parfaitement les pertes du filtre $\underline{B}(\jmath\omega)$ à la pulsation souhaitée, cas idéal.
- Si $|\underline{AB}(\jmath\omega)| > 1$ alors $\underline{s} \to \pm\infty$: l'amplificateur $\underline{A}$ compense trop les pertes à chaque tour de boucle, le système diverge trop et le signal sinusoïdal est déformé temporellement (apparition d'autres fréquences).

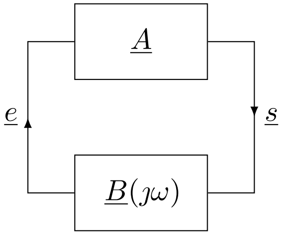


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Domaine fréquentielle : condition de Barkhausen

Pour obtenir un **oscillateur quasi linéaire**, l'idéal est de respecter la **condition de Barkhausen** $\underline{AB}(\jmath\omega) = 1$.

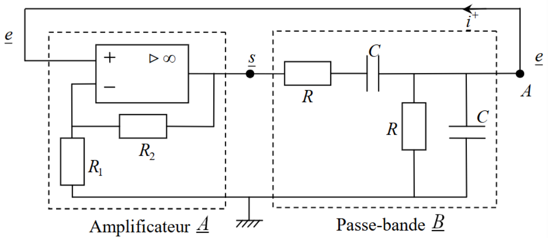
En pratique, il n'est pas possible d'obtenir une égalité parfaite : on se place alors à $|\underline{AB}(\jmath\omega)| > 1$ mais légèrement supérieur 1 pour avoir une légère divergence (légère déformation temporelle et peu d'autres fréquences).



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

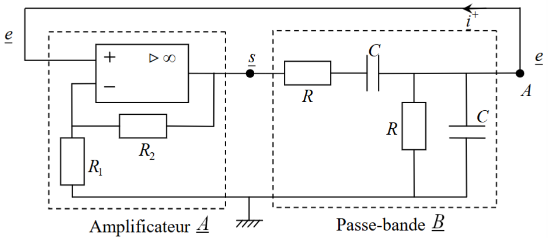
Menons une étude fréquentielle sur un exemple d'oscillateur quasi sinusoïdal : **l'oscillateur à pont de Wien.**



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

D'après le schéma que peut-on dire sur la stabilité du système :

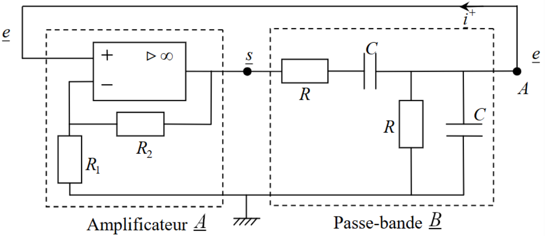


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

D'après le schéma que peut-on dire sur la stabilité du système : on ne peut pas conclure car la sortie est reliées aux deux bornes de l'ALI. On considère pour l'étude que le système est stable donc que l'ALI fonctionne en régime linéaire :

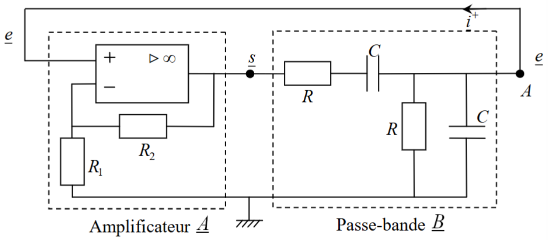
$$\varepsilon = V_+ - V_- = 0.$$



Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

On peut ensuite distinguer les deux blocs.



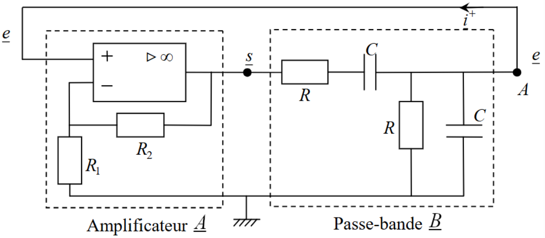
Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

On peut ensuite distinguer les deux blocs.

Le bloc amplificateur $\underline{A}$ qui est un amplificateur non inverseur si ALI en régime linéaire :

$$\underline{A} = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

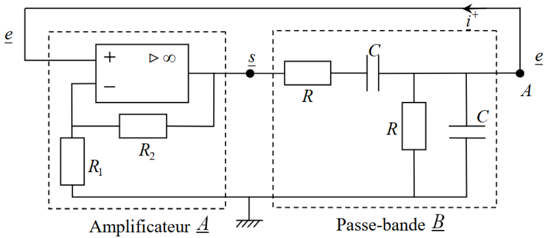


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

On peut ensuite distinguer les deux blocs.

Le bloc $\underline{B}$. Pour l'étudier on peut voir que $i^+ = 0$, on obtient alors un schéma équivalent qui nous permet de relier l'entrée $\underline{s}$ à la sortie $\underline{e}$!

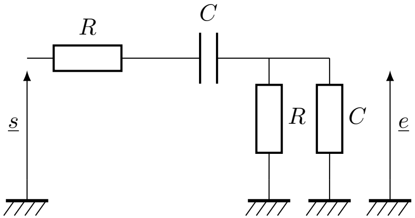


Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

On peut ensuite distinguer les deux blocs.

Le bloc $\underline{B}$. Pour l'étudier on peut voir que $i^+ = 0$, on obtient alors un schéma équivalent qui nous permet de relier l'entrée $\underline{s}$ à la sortie $\underline{e}$! Un pont diviseur de tension donne



$$\underline{e} = \underline{s}\frac{\underline{Z}_{eq}}{\underline{Z}_{eq} + \underline{Z}_R + \underline{Z}_C} = \underline{s}\frac{\frac{1}{\frac{1}{R}+\jmath\omega C}}{\frac{1}{\frac{1}{R}+\jmath\omega C} + R + \frac{1}{\jmath\omega C}} = \frac{1}{1 + 1 + \jmath\omega RC + \frac{1}{\jmath RC} + 1}$$

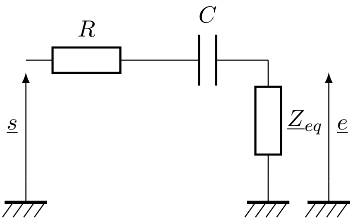
$$= \frac{1}{3 + \jmath RC + \frac{1}{\jmath\omega RC}}.$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

On peut ensuite distinguer les deux blocs.

Le bloc $\underline{B}$. Pour l'étudier on peut voir que $i^+ = 0$, on obtient alors un schéma équivalent qui nous permet de relier l'entrée $\underline{s}$ à la sortie $\underline{e}$! Un pont diviseur de tension donne



$$\underline{B} = \frac{\underline{e}}{\underline{s}} = \frac{\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2} = \frac{H_0 \jmath \frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \jmath\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}.$$

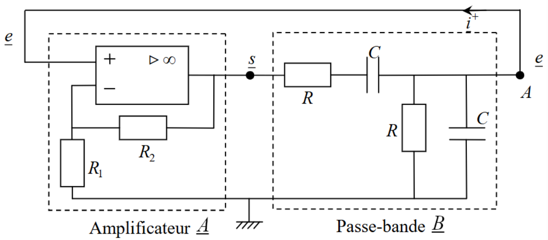
On reconnaît la fonction de transfert d'un **filtre passe-bande** de pulsation propre $\omega_0 = 1/RC$, de gain statique $H_0 = \frac{1}{3}$ et de facteur de qualité $Q = \frac{1}{3}$.

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

Finalement, la condition de Barkhausen

$$\underline{A}\,\underline{B}(\jmath\omega) = 1$$



soit

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 \left(RC\right)^2} = 1$$

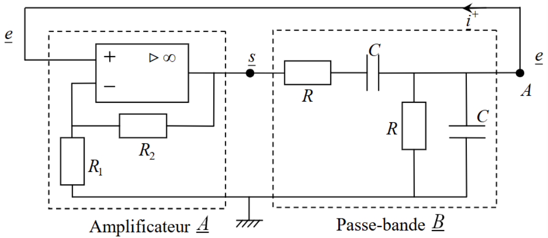
$$\jmath\omega \left(R_1 + R_2\right) RC = R_1 - \omega^2 R_1 \left(RC\right)^2 + \jmath\omega 3RR_1C.$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

Finalement, la condition de Barkhausen

$$\underline{A}\,\underline{B}(\jmath\omega) = 1$$



Deux nombres complexes sont égaux si les parties réelles et imaginaires sont égales deux à deux, soit

$$0 = R_1 - \omega^2 R_1 (RC)^2 \quad ; \qquad\qquad ;$$

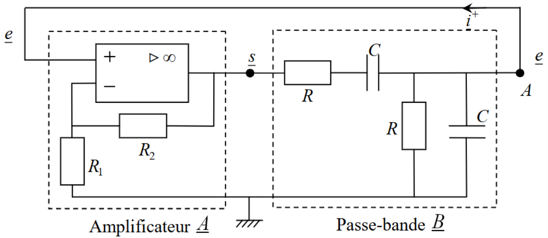
$$\jmath\omega (R_1 + R_2) RC = \jmath\omega 3RR_1C \quad ; \qquad\qquad ;$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

Finalement, la condition de Barkhausen

$$\underline{A}\,\underline{B}(\jmath\omega) = 1$$



Deux nombres complexes sont égaux si les parties réelles et imaginaires sont égales deux à deux, soit

$$0 = R_1 - \omega^2 R_1 \left(RC\right)^2 \quad ; \quad 0 = 1 - \omega^2 \left(RC\right)^2 \quad ;$$

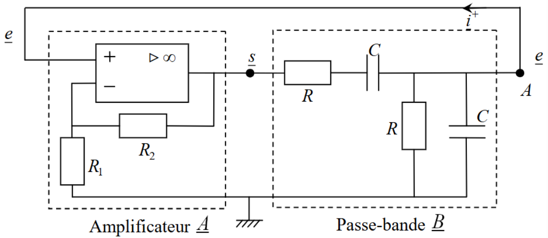
$$\jmath\omega \left(R_1 + R_2\right) RC = \jmath\omega 3 R R_1 C \quad ; \quad \left(R_1 + R_2\right) = 3R_1 \quad ;$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

Finalement, la condition de Barkhausen

$$\underline{A}\,\underline{B}(\jmath\omega) = 1$$



Deux nombres complexes sont égaux si les parties réelles et imaginaires sont égales deux à deux, soit

$$0 = R_1 - \omega^2 R_1 (RC)^2 \quad ; \quad 0 = 1 - \omega^2 (RC)^2 \quad ; \quad \omega = \frac{1}{RC} = \omega_0$$

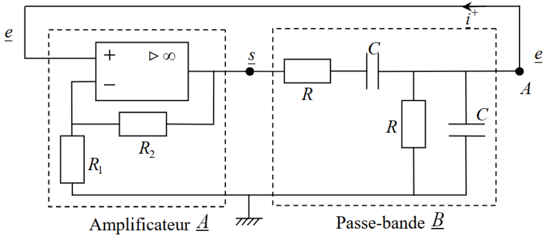
$$\jmath\omega (R_1 + R_2) RC = \jmath\omega 3RR_1C \quad ; \quad (R_1 + R_2) = 3R_1 \quad ; \quad \frac{R_1 + R_2}{R_1} = A = 3.$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

Finalement, la condition de Barkhausen

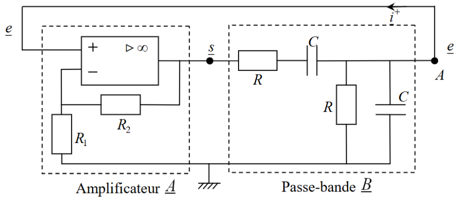
$$\underline{A}\,\underline{B}(\jmath\omega) = 1$$



La condition de Barkhausen appliquée à l'oscillateur à pont de Wien implique qu'**il y aura oscillations spontanées si l'amplification** $A = 3$. Ces oscillations oscilleront à **une pulsation** ω **égale à la pulsation de coupure du filtre passe-bande** $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

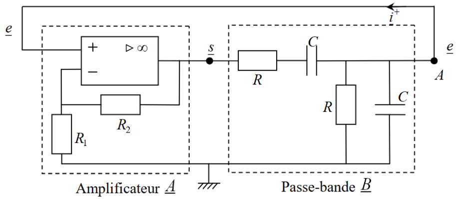


Afin de mener l'étude temporelle, soit obtenir l'équation différentielle du système, on part de la fonction de transfert et on transpose la relation dans le domaine réel

$$\underline{s} = \underline{AB}\left(\jmath\omega\right)\underline{s} \quad ; \quad \underline{H} = \frac{\underline{s}}{\underline{s}} = \underline{AB}\left(\jmath\omega\right) = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\,\frac{\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2\left(RC\right)^2}$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

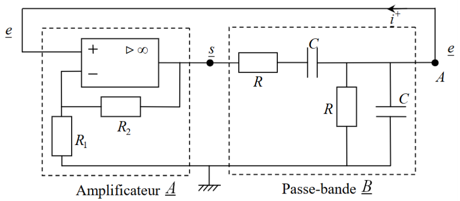
Exemple : l'oscillateur à pont de Wien



$$\frac{\underline{s}}{\underline{s}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{3} \jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2}$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien

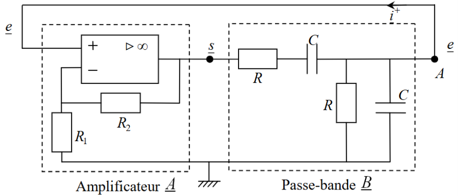


$$\frac{\underline{s}}{\underline{s}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2}$$

$$\underline{s}\left(1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2\right) = \underline{s}\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien



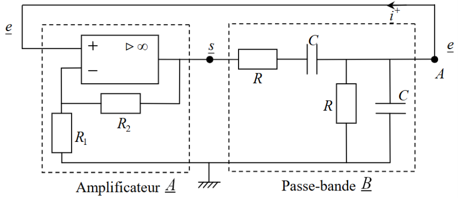
$$\frac{\underline{s}}{\underline{s}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{3} \jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2}$$

$$\underline{s}\left(1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2\right) = \underline{s}\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\underline{s}\left(1 + \jmath\omega\left(3RC - RC\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - \omega^2 (RC)^2\right) = 0$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien



$$\frac{\underline{s}}{\underline{s}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{3} \jmath\omega 3RC}{1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2}$$

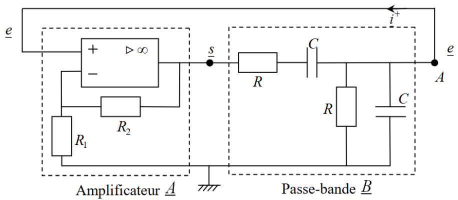
$$\underline{s}\left(1 + \jmath\omega 3RC - \omega^2 (RC)^2\right) = \underline{s}\frac{1}{3}\jmath\omega 3RC \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\underline{s}\left(1 + \jmath\omega\left(3RC - RC\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - \omega^2 (RC)^2\right) = 0$$

$$s + \left(3RC - RC\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} + (RC)^2 \frac{\mathrm{d}^2 s}{\mathrm{d}t^2} = 0.$$

Oscillateurs quasi sinusoïdaux

Exemple : l'oscillateur à pont de Wien



$$s+\left(3RC-RC\frac{R_1+R_2}{R_1}\right)\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}+(RC)^2\frac{\mathrm{d}^2s}{\mathrm{d}t^2}=0.$$

On obtient un oscillateur harmonique si $b_1=3RC-RC\frac{R_1+R_2}{R_1}=0$ donc si $\frac{R_1+R_2}{R_1}=A=3$. On retrouve une des conséquences de la condition de Barkhausen.

De nouveau, en pratique, on prendra A légèrement supérieur à 3. Comme on peut le voir sur le site de simulation de circuit électronique de Paul Falstad.

Plan

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Principe de fonctionnement

Le principe de cet oscillateur repose sur **ses deux sorties possibles**. Mais chacune des sorties est **instable** (ou astable) ce qui provoque le passage de l'une à l'autre.

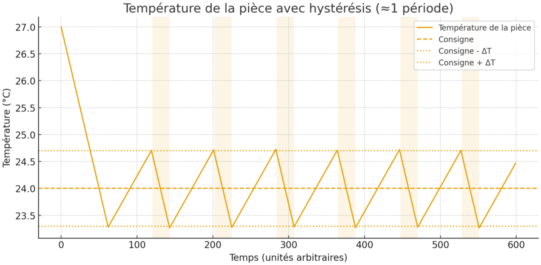
Exemple :

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Principe de fonctionnement

Le principe de cet oscillateur repose sur **ses deux sorties possibles**. Mais chacune des sorties est **instable** (ou astable) ce qui provoque le passage de l'une à l'autre.

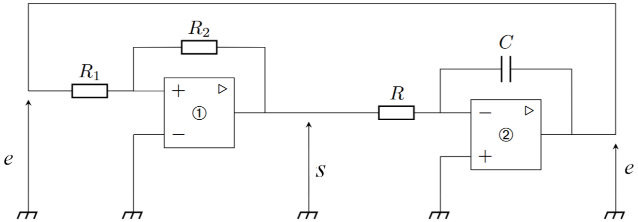
Exemple : thermostat de climatiseur, l'état "refroidissement allumé" fait baisser la température jusqu'à atteindre une température légèrement inférieure à la température de consigne, ce qui fait basculer le climatiseur dans l'état "refroidissement éteint".



La température remonte peu à peu jusqu'à dépasser légèrement la température de consigne, ce qui refait basculer le climatiseur dans l'état "refroidissement allumé". Etc.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

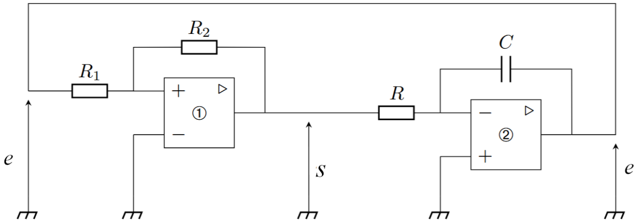


On reconnaît

- sur le bloc de gauche un
- sur le bloc de droite un

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

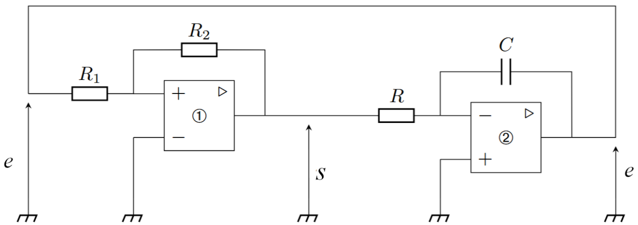


On reconnaît

- sur le bloc de gauche un **un comparateur à hystérésis non inverseur**
- sur le bloc de droite un

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

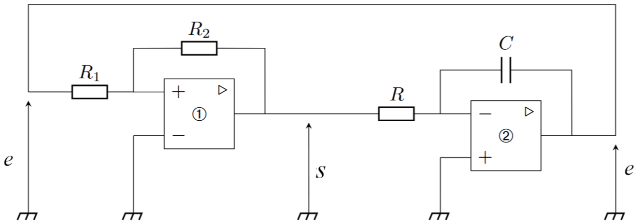


On reconnaît

- sur le bloc de gauche un **un comparateur à hystérésis non inverseur**
- sur le bloc de droite un **un intégrateur inverseur**.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

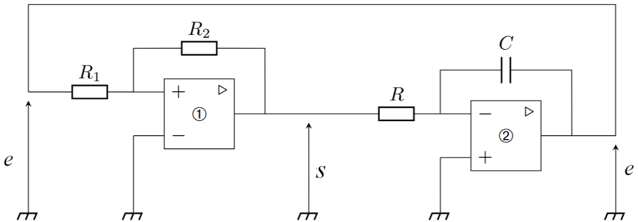
Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



Sur le bloc de gauche, comparateur à hystérésis non inverseur :

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

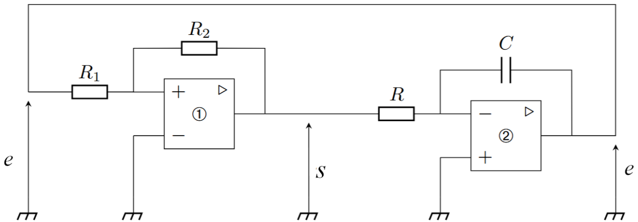


Sur le bloc de gauche, comparateur à hystérésis non inverseur :

- $V_- = 0$ et $V_+ = \frac{eR_2+sR_1}{R_1+R_2}$

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

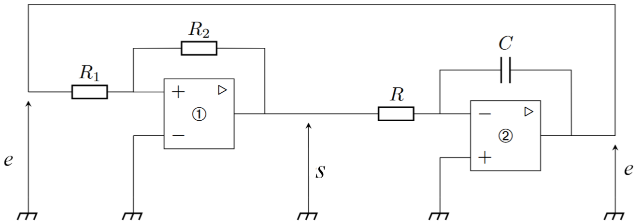


Sur le bloc de gauche, comparateur à hystérésis non inverseur :

- $V_- = 0$ et $V_+ = \frac{eR_2 + sR_1}{R_1 + R_2}$
- Saturation haute : $s = +V_{sat}$; $\varepsilon = V_+ - V_- > 0$; $\frac{eR_2 + V_{sat}R_1}{R_1 + R_2} > 0$; $e > -V_{sat}\frac{R_1}{R_2} = -\beta V_{sat}$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

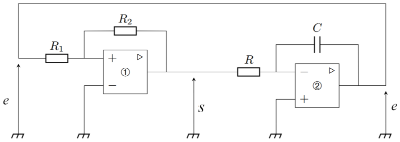


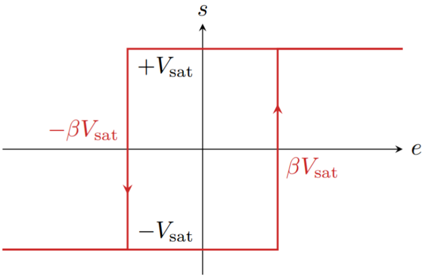
Sur le bloc de gauche, comparateur à hystérésis non inverseur :

- $V_- = 0$ et $V_+ = \frac{eR_2+sR_1}{R_1+R_2}$
- Saturation haute : $s = +V_{sat}$; $\varepsilon = V_+ - V_- > 0$; $\frac{eR_2+V_{sat}R_1}{R_1+R_2} > 0$; $e > -V_{sat}\frac{R_1}{R_2} = -\beta V_{sat}$.
- Saturation basse : $s = -V_{sat}$; $\varepsilon = V_+ - V_- < 0$; $\frac{eR_2-V_{sat}R_1}{R_1+R_2} < 0$; $e < V_{sat}\frac{R_1}{R_2} = \beta V_{sat}$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

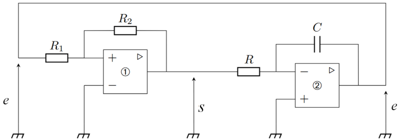
Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai





Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

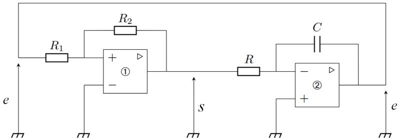
Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

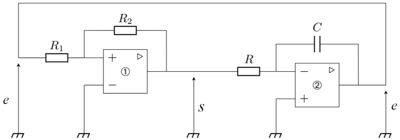


Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

- $V_+ = 0$ et $V_- = \frac{\underline{s}+\jmath\omega\underline{e}RC}{1+\jmath\omega RC}$

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

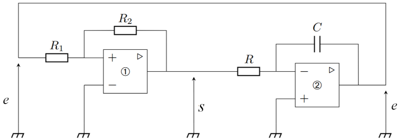


Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

- $V_+ = 0$ et $V_- = \frac{\underline{s}+\jmath\omega\underline{e}RC}{1+\jmath\omega RC}$
- Régime linéaire : $\varepsilon = V_+ - V_- = 0\,;\ 0 - \frac{\underline{s}+\jmath\omega\underline{e}RC}{1+\jmath\omega RC} = 0\,;\ \underline{e} = -\frac{1}{RC}\frac{1}{\jmath\omega}\underline{s}$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

- $V_+ = 0$ et $V_- = \frac{\underline{s}+\jmath\omega\underline{e}RC}{1+\jmath\omega RC}$
- Régime linéaire : $\varepsilon = V_+ - V_- = 0\,;\, 0 - \frac{\underline{s}+\jmath\omega\underline{e}RC}{1+\jmath\omega RC} = 0\,;\, \underline{e} = -\frac{1}{RC}\frac{1}{\jmath\omega}\underline{s}$.
- Etude temporelle : $e(t) = e(t_0) - \frac{1}{RC}\int_0^t s(t)\mathrm{d}t$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

- Lorsque $s = +V_{sat}$:

$$e(t) = e(t_0) - \frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} V_{sat}\mathrm{d}t = e(t_0) - \frac{V_{sat}\,(t - t_0)}{RC}$$

  $e(t)$ diminue avec t, lorsque $e(t)$ revient dans le bloc de droite il va atteindre la condition $e(t) < -\beta V_{sat}$ et $s(t)$ passe à $-V_{sat}$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

Sur le bloc de droite, intégrateur inverseur (attention s et e sont inversés) :

- Lorsque $s = +V_{sat}$:

$$e(t) = e(t_0) - \frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} V_{sat}\mathrm{dt} = e(t_0) - \frac{V_{sat}\,(t - t_0)}{RC}$$

  $e(t)$ diminue avec t, lorsque $e(t)$ revient dans le bloc de droite il va atteindre la condition $e(t) < -\beta V_{sat}$ et $s(t)$ passe à $-V_{sat}$.

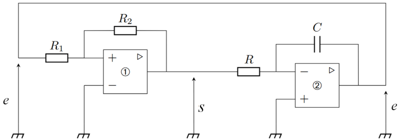
- Lorsque $s(t) = -V_{sat}$:

$$e(t) = e(t_1) - \frac{1}{RC}\int_{t_1}^{t} -V_{sat}\mathrm{dt} = e(t_1) + \frac{V_{sat}\,(t - t_1)}{RC}$$

  $e(t)$ augmente avec t, lorsque $e(t)$ revient dans le bloc de droite il va atteindre la condition $e(t) > \beta V_{sat}$ et $s(t)$ passe à $+V_{sat}$.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



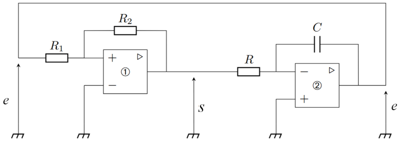
Imaginons qu'on bascule en saturation haute dans le bloc de gauche à $t = 0$ (on peut faire la même étude avec la saturation basse). Dans ce cas $e(t_0) = \beta V_{sat}$ et $s(t) = +V_{sat}$ et on peut obtenir la valeur de e en sortie du bloc de droite :

$$e(t) = e(t_0) - \frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t} V_{sat}\mathrm{d}t = \beta V_{sat} - \frac{V_{sat}\,(t - t_0)}{RC}.$$

On voit que $e(t)$ diminue. Mais pour quel instant t_1, $e(t_1)$ va-t'il provoquer la mise en saturation basse de $s(t_1) = -V_{sat}$?

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



L'instant de basculement correspond à l'instant t_1 pour lequel $e(t_1) = -\beta V_{sat}$, soit

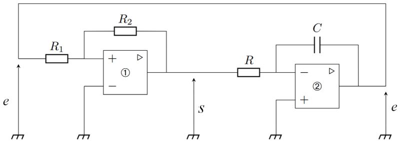
$$e(t_1) = -\beta V_{sat} = \beta V_{sat} - \frac{V_{sat}\,(t_1 - t_0)}{RC}$$

durée de saturation haute $\quad t_1 - t_0 = 2\beta RC.$

À partir de ce moment $s(t) = -V_{sat}$ en sortie du bloc de gauche, et en sortie du bloc de droite on aura $e(t) = e(t_1) + \frac{V_{sat}(t-t_1)}{RC}$ qui augmente. Mais pour quel instant t_2, $e(t_2)$ va-t'il provoquer la mise en saturation haute de $s(t_2) = V_{sat}$?

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



L'instant de basculement correspond à l'instant t_2 pour lequel $e(t_2) = \beta V_{sat}$, soit

$$e(t_2) = \beta V_{sat} = e(t_1) + \frac{V_{sat}\,(t - 2 - t_1)}{RC}$$

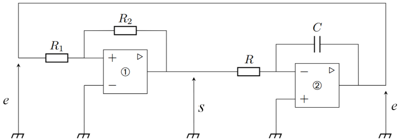
$$\text{soit} \quad \beta V_{sat} = -\beta V_{sat} + \frac{V_{sat}\,(t - 2 - t_1)}{RC}$$

$$\text{durée de saturation haute} \quad t_2 - t_1 = 2\beta RC.$$

À partir de ce moment $s(t) = -V_{sat}$ en sortie du bloc de gauche, et en sortie du bloc de droite on aura $e(t) = e(t_2) - \frac{V_{sat}(t-t_2)}{RC}$ qui diminue. Etc.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

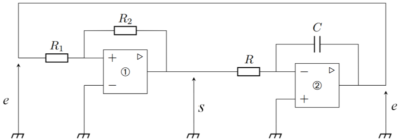
Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



Bilan :

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

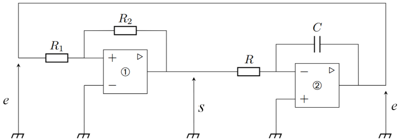


Bilan :

- pendant $t_1 - t_0 = 2\beta RC$, $s(t) = +V_{sat}$ et $e(t) = e(t_0) - \frac{V_{sat}(t-t_0)}{RC}$ diminue jusqu'à t_1

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

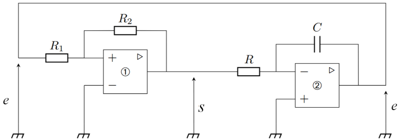


Bilan :

- pendant $t_1 - t_0 = 2\beta RC$, $s(t) = +V_{sat}$ et $e(t) = e(t_0) - \frac{V_{sat}(t-t_0)}{RC}$ diminue jusqu'à t_1
- pendant $t_2 - t_1 = 2\beta RC$, $s(t) = -V_{sat}$ et $e(t) = e(t_1) + \frac{V_{sat}(t-t_1)}{RC}$ augmente jusqu'à t_2

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai



Bilan :

- pendant $t_1 - t_0 = 2\beta RC$, $s(t) = +V_{sat}$ et $e(t) = e(t_0) - \frac{V_{sat}(t-t_0)}{RC}$ diminue jusqu'à t_1
- pendant $t_2 - t_1 = 2\beta RC$, $s(t) = -V_{sat}$ et $e(t) = e(t_1) + \frac{V_{sat}(t-t_1)}{RC}$ augmente jusqu'à t_2
- pendant $t_3 - t_2 =?$ à vous de jouer.

Oscillateurs de relaxation ou multivibrateur astable

Exemple : multivibrateur à intégrateur vrai

Le signal de sortie qu'on exploite est $e(t)$ en bleu ($s(t)$ est en rouge), on voit bien qu'il oscille périodiquement avec une période $2 \times 2\beta RC = 4\frac{R_1}{R_2}RC$, on peut s'en servir comme oscillateur.