

CH2 Oscillateurs électroniques

Les GBF produisent des signaux périodiques de formes sinusoïdale, carrée, triangle... Ces appareils utilisent une conversion numérique → analogique.

Dans ce chapitre, nous allons voir qu'il est possible de générer de tels signaux avec des circuits analogiques simples utilisant un ALI.

1.Oscillateur quasi-sinusoïdal

2.Oscillateur à relaxation

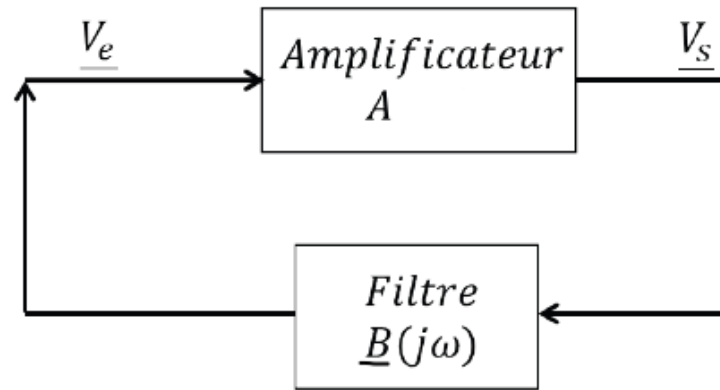
1.1 Oscillateur quasi-sinusoidal mécanique

En mécanique, les petites oscillations d'un système masse-ressort sont sinusoïdales. Du moins en théorie, car les frottements mécaniques éteignent progressivement les oscillations. Il faudrait donc apporter un peu d'énergie au système oscillant à chaque oscillation pour compenser les frottements.

Cette idée est mise à profit dans l'horloge à balancier.

[Vidéo horloge à balancier.](#)

1.2 Structure de l'oscillateur quasi-sinusoidal électronique



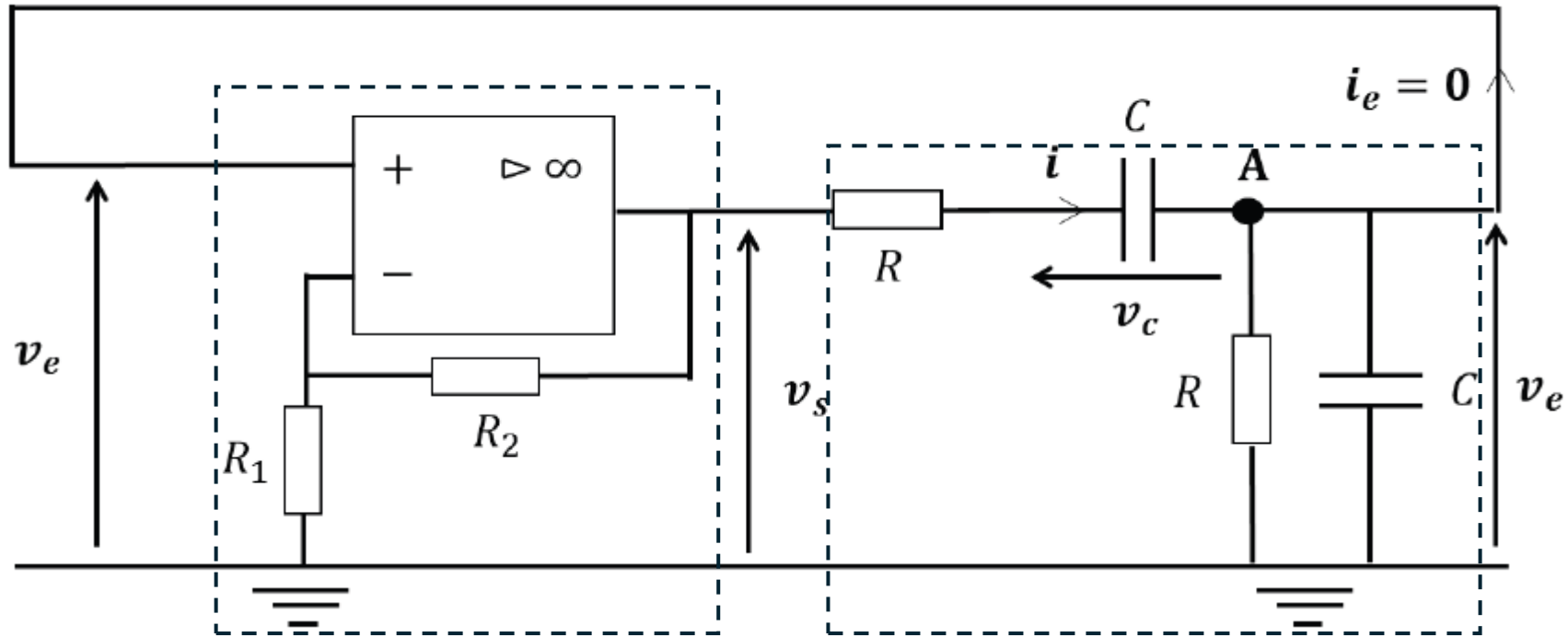
Le filtre, en général passe-bande et passif, impose la fréquence des oscillations (qui correspond à sa fréquence propre).

Le bloc amplificateur, en général inverseur ou non inverseur, a un gain A réglé de façon à compenser les pertes du filtre.

Le signal d'entrée du bloc amplificateur est noté $\underline{V}_e$ et le signal de sortie $\underline{V}_s$

Du fait du bouclage du système, le signal d'entrée du filtre est $\underline{V}_s$ et le signal de sortie est $\underline{V}_e$.

1.3 Exemple de référence : l'oscillateur à pont de Wien.



Bloc amplificateur non
inverseur

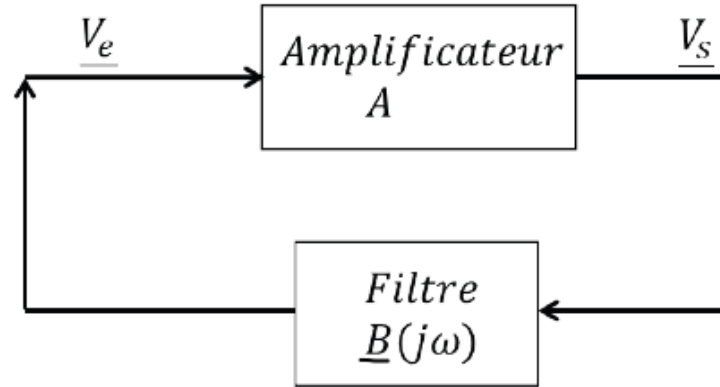
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Bloc filtre passe-bande

$$\begin{aligned} \underline{B(j\omega)} &= \frac{RCj\omega}{(RCj\omega)^2 + 3RCj\omega + 1} \\ &= \frac{\frac{1}{3}}{1 + \frac{j}{3}\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \end{aligned}$$

1.4 Oscillations sinusoïdales

Supposons que l'oscillateur à pont de Wien oscille en régime sinusoïdal établi.



$$A = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} \text{ et } \underline{B} = \frac{\underline{V_e}}{\underline{V_s}} \text{ donc } A\underline{B}(j\omega) = 1 \Rightarrow \arg(A) + \arg(\underline{B}(j\omega)) = \arg(1)$$

$$0 + \arg(\underline{B}(j\omega)) = 0 \Rightarrow \underline{B}(j\omega) \text{ est réel} \Rightarrow \frac{\frac{1}{3}}{1 + \frac{j}{3}\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \text{ est réel}$$

$$RC\omega - \frac{1}{RC\omega} = 0 \Rightarrow (RC\omega)^2 = 1 \Rightarrow RC\omega = 1 \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC}$$

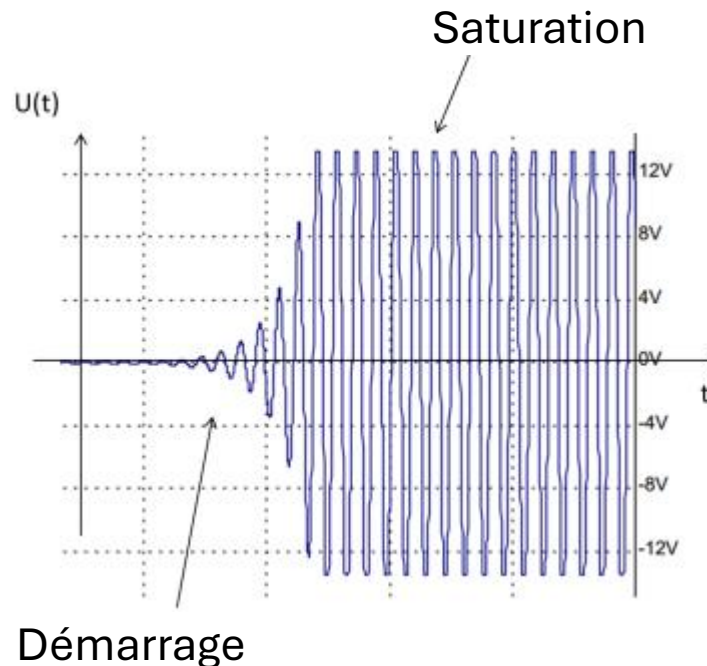
1.5 Gain à régler pour obtenir ces oscillations

Pour $\omega = \frac{1}{RC}$, $\underline{B}(j\omega) = \frac{1}{3}$, or $A\underline{B}(j\omega) = 1$ donc $A=3$

$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$, donc on peut choisir $R_2 = 2\text{ k}\Omega$ et $R_1 = 1\text{ k}\Omega$

Testons expérimentalement : il ne se passe pas toujours quelque-chose.

Si on augmente un petit peu R_2 et donc A , on observe un démarrage des oscillations, suivi d'une saturation.



1.6 Etude mathématique du démarrage des oscillations.

Supposons un fonctionnement en régime linéaire. On peut passer de la fonction de transfert à l'équation différentielle. L'équation obtenue est valable en régime linéaire quelconque (pas uniquement sinusoïdal).

$$\begin{aligned}\underline{B(j\omega)} &= \frac{RCj\omega}{(RCj\omega)^2 + 3RCj\omega + 1} = \frac{\underline{V_e}}{\underline{V_s}} \\ RCj\omega \underline{V_s} &= (RC)^2(j\omega)^2 \underline{V_e} + 3RCj\omega \underline{V_e} + \underline{V_e} \\ (RC)^2(j\omega)^2 \underline{V_e} + 3RCj\omega \underline{V_e} + \underline{V_e} &= RCj\omega A \underline{V_e} \\ (RC)^2(j\omega)^2 \underline{V_e} + (3 - A)RCj\omega \underline{V_e} + \underline{V_e} &= 0 \\ (RC)^2 \frac{d^2 \underline{V_e}}{dt^2} + (3 - A)RC \frac{d\underline{V_e}}{dt} + \underline{V_e} &= 0\end{aligned}$$

La croissance des oscillations nécessite une instabilité, et donc des signes différents pour les coefficients de l'équation différentielle d'ordre 2 : il faut $3 - A < 0 \Rightarrow A > 3 \Rightarrow R_2 > 2R_1$.

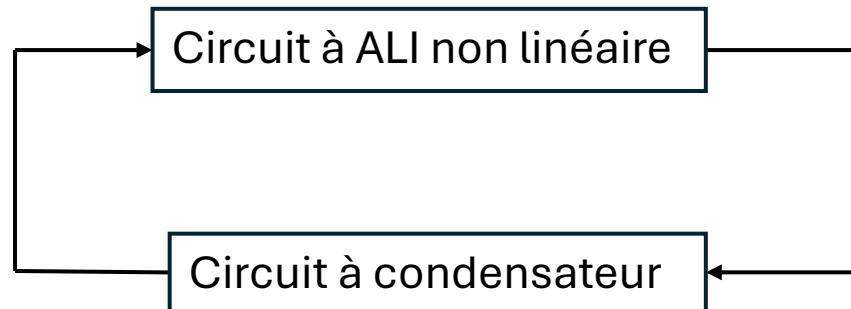
La solution diverge dans ce cas, mais la saturation de l'ALI bloque cette divergence, et les oscillations sont écrêtées. Si A est proche de 3, elles sont quasi-sinusoïdales, et si A est plus grand (4 ou 5 par exemple), le signal se déforme davantage et s'enrichit en harmoniques.

2.1 Structure générale des oscillateurs à relaxation au programme.

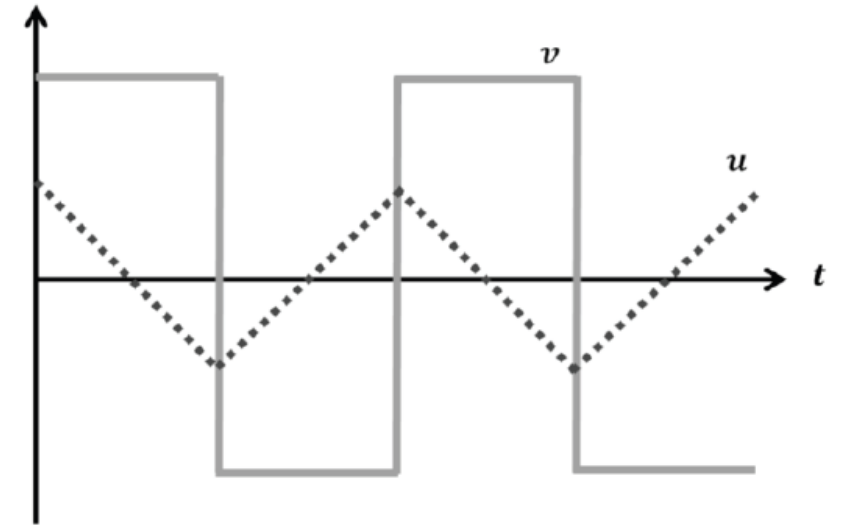
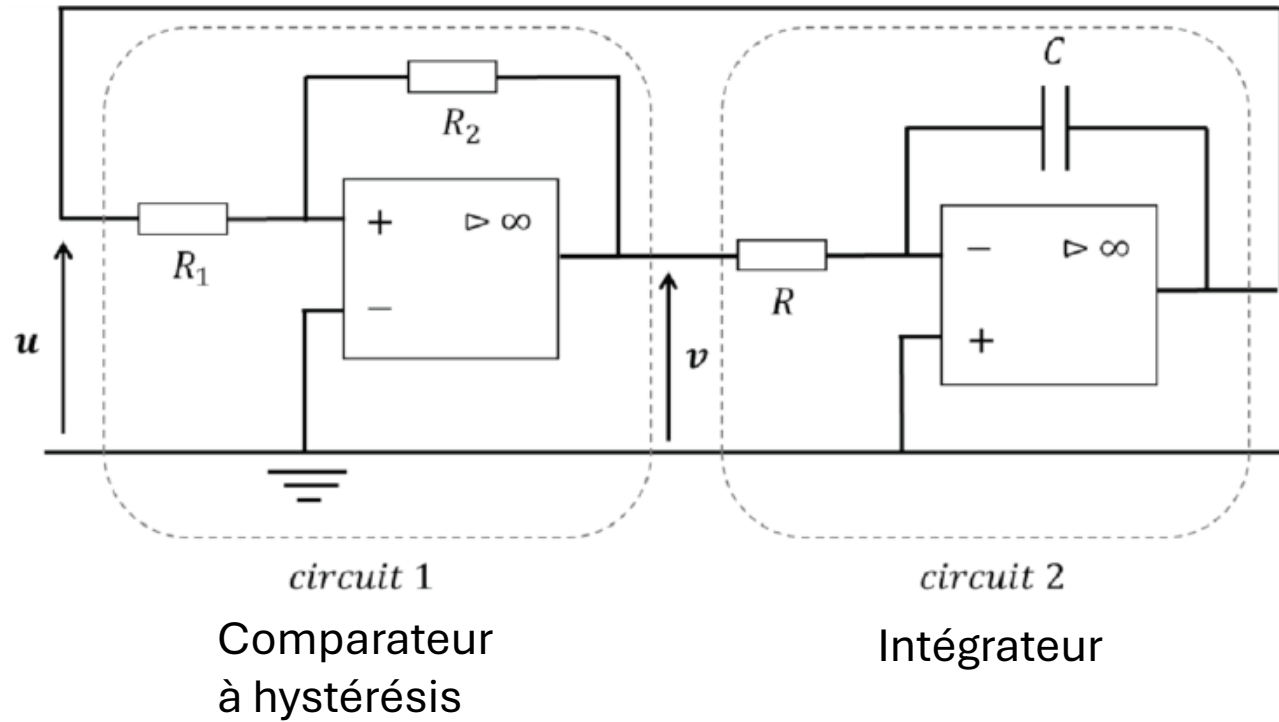
La structure d'oscillateur à relaxation étudiée comporte :

- un circuit à ALI fonctionnant en régime non linéaire, basculant périodiquement entre V_{sat} et $-V_{sat}$
- un circuit à condensateur, qui se charge et se décharge sous l'effet des bascules

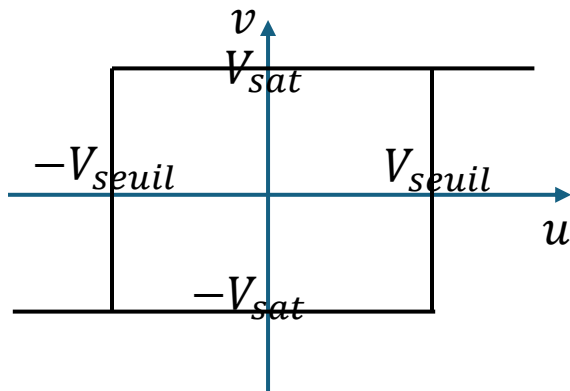
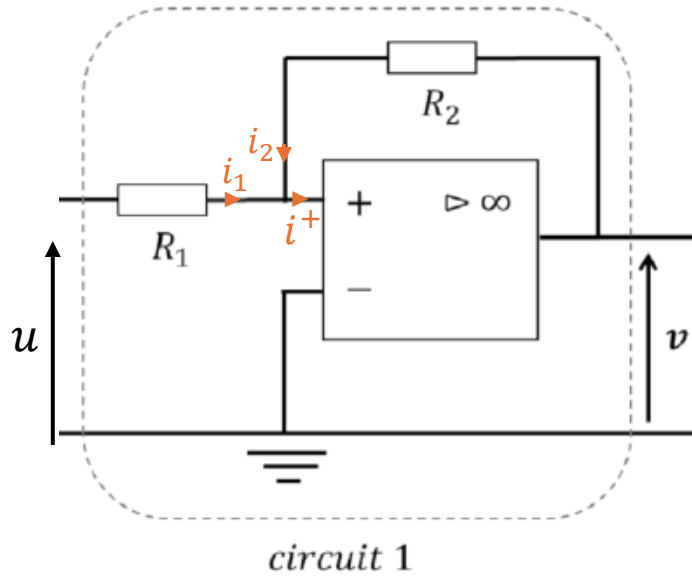
Lorsque la tension aux bornes du condensateur franchit un certain seuil, l'ALI bascule.



2.2 Exemple de référence : comparateur à hystérésis bouclé avec un intégrateur.



2.2 Etude du comparateur à hystérésis



$$V^- = 0$$

Loi des nœuds en termes de potentiel à l'entrée +

$$i_1 + i_2 = i^+ = 0 \text{ car AOI idéal}$$

$$\frac{u - V^+}{R_1} + \frac{v - V^+}{R_2} = 0$$

$$V^+ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{u}{R_1} + \frac{v}{R_2}$$

$$\epsilon = V^+ - V^- = V^+$$

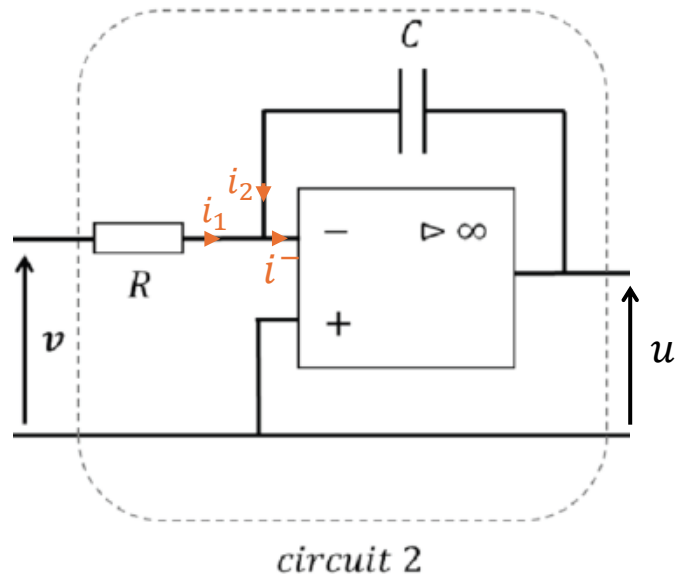
$$\text{Si } v = V_{sat}, \epsilon > 0 \Rightarrow V^+ > 0 \Rightarrow \frac{u}{R_1} + \frac{V_{sat}}{R_2} > 0 \Rightarrow u > -\frac{V_{sat}R_1}{R_2} = -V_{seuil}$$

Il y a basculement à $v = -V_{sat}$ si u devient inférieur à $-V_{seuil}$

$$\text{Si } v = -V_{sat}, \epsilon < 0 \Rightarrow V^+ < 0 \Rightarrow \frac{u}{R_1} - \frac{V_{sat}}{R_2} < 0 \Rightarrow u < \frac{V_{sat}R_1}{R_2} = V_{seuil}$$

Il y a basculement à $v = V_{sat}$ si u devient supérieur à V_{seuil}

2.3 Etude de l'intégrateur



Loi des nœuds à l'entrée non inverseuse :

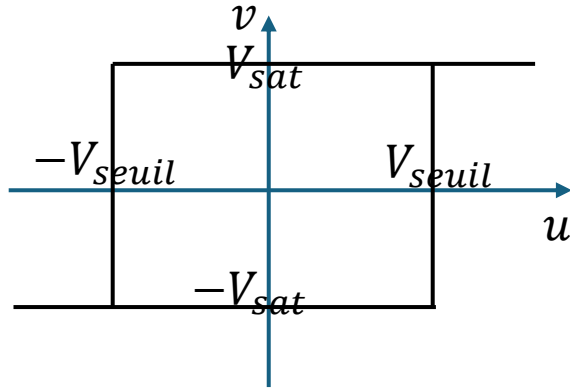
$$i_1 + i_2 = i^- = 0$$

$$\frac{v - v^-}{R} + C \frac{d}{dt} (u - v^-) = 0$$

Or $v^- = v^+ = 0$

$$\frac{v}{R} + C \frac{du}{dt} = 0$$

2.4 Première demie oscillation



$$V_{seuil} = V_{sat} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{v}{R} + C \frac{du}{dt} = 0$$

Prenons pour point de départ $v(0) = -V_{sat}$ et $u(0) = -V_{seuil}$

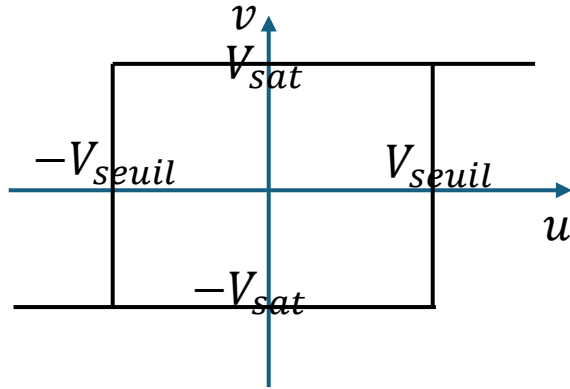
$$\begin{aligned} C \frac{du}{dt} &= -\frac{v}{R} = \frac{V_{sat}}{R} \\ \frac{du}{dt} &= \frac{V_{sat}}{RC} \\ u(t) &= \frac{V_{sat}}{RC} t + u(0) \\ u(t) &= \frac{V_{sat}}{RC} t - V_{seuil} \end{aligned}$$

$u(t)$ est une fonction affine croissante.

L'ALI bascule à l'instant t_1 tel que $u(t_1) = V_{seuil}$

$$\text{On obtient } t_1 = 2 \frac{V_{seuil}}{V_{sat}} RC = 2 \frac{R_1}{R_2} RC$$

2.4 Deuxième demie oscillation



$$V_{seuil} = V_{sat} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{v}{R} + C \frac{du}{dt} = 0$$

Prenons pour point de départ $v(t_1) = V_{sat}$ et $u(t_1) = V_{seuil}$

$$C \frac{du}{dt} = -\frac{v}{R} = -\frac{V_{sat}}{R}$$

$$\frac{du}{dt} = -\frac{V_{sat}}{RC}$$

$$u(t) = -\frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) + u(t_1)$$

$$u(t) = \frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) + V_{seuil}$$

$u(t)$ est une fonction affine décroissante à partir de V_{seuil}

L'ALI bascule à l'instant t_2 tel que $u(t_2) = -V_{seuil}$

On obtient $t_2 - t_1 = 2 \frac{V_{seuil}}{V_{sat}} RC = 2 \frac{R_1}{R_2} RC$

Donc $t_2 = 4 \frac{R_1}{R_2} RC = T$ période des oscillations.

2.5 Bilan des oscillations

