

Nous allons étudier dans ce chapitre des montages permettant de générer un signal périodique. Ces montages font appels à des ALI, vus au chapitre précédent.

Oscillateur quasi-sinusoïdal réalisé en bouclant un filtre du deuxième ordre avec un amplificateur.	Exprimer les conditions théoriques (gain et fréquence) d'auto-oscillation sinusoïdale d'un système linéaire bouclé. Analyser, à partir de l'équation différentielle, l'inégalité que doit vérifier le gain de l'amplificateur afin d'assurer le démarrage des oscillations. Interpréter le rôle des non-linéarités dans la stabilisation de l'amplitude des oscillations. Mettre en œuvre un oscillateur quasi-sinusoïdal et analyser les spectres des signaux générés. <u>Capacité numérique</u> : à l'aide d'un langage de programmation, simuler l'évolution temporelle d'un signal généré par un oscillateur.
Oscillateur de relaxation associant un intégrateur et un comparateur à hystérésis.	Décrire les différentes séquences de fonctionnement. Exprimer les conditions de basculement. Déterminer l'expression de la période.
Générateur de signaux non sinusoïdaux.	Mettre en œuvre un oscillateur de relaxation et analyser les spectres des signaux générés.

I Oscillateurs quasi sinusoïdaux

I.1 Définition

Un oscillateur est dit quasi sinusoïdal quand le signal qu'il délivre est d'allure sinusoïdale, mais que son spectre présente des harmoniques autres que le fondamental, de faible amplitude.

Condition nécessaire On considère un système obéissant à une équation différentielle du second ordre sans second membre, le circuit ne comportant pas de générateur

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

Si les trois coefficients sont positifs, alors le système est stable et donc la solution tend vers 0 quand $t \rightarrow \infty$ ce qui ne convient pas pour fabriquer un générateur.

Pour que la solution soit sinusoïdale, il faudrait que b_1 soit nul et que b_0 et b_2 soient de même signe : ce cas correspond à l'oscillateur harmonique. Mais deux problèmes se posent :

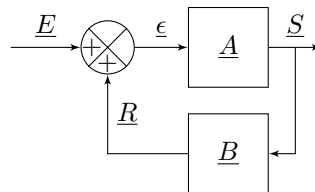
- Il est très difficile d'obtenir exactement $b_1 = 0$ en pratique,
- d'un point de vue théorique, il est nécessaire qu'à l'instant initial, soit $s(t)$ soit sa dérivée soient non nuls, sinon la solution est uniformément nulle. Leur valeur doit être non négligeable. Or en l'absence de générateur, le signal d'entrée ne peut être dû qu'au bruit, qui est par définition d'amplitude relativement faible, ce qui donne un signal de sortie d'amplitude faible aussi.

La seule solution pour obtenir un oscillateur est donc que b_1 soit négatif (avec les deux autres coefficients positifs). Dans ce cas, la solution est pseudo-périodique et exponentiellement amplifiée (puisque le montage est désormais instable). Pour que la solution soit quasi sinusoïdale, il est nécessaire que b_1 soit négatif, mais le plus faible possible en valeur absolue, afin que le signal soit le moins déformé possible, c'est à dire le plus proche possible d'un signal sinusoïdal.

Pour que b_1 soit négatif, il va donc être nécessaire d'apporter de l'énergie au circuit afin de compenser les pertes inévitables. Cette énergie sera apportée dans nos montages par l'alimentation de l'ALI.

I.2 Forme générale d'un oscillateur et condition d'oscillation

Nous souhaitons obtenir un système délivrant une tension non nulle, périodique, à partir d'une tension d'entrée nulle. Pour cela, il sera nécessaire de sélectionner une composante particulière et de l'amplifier. Nous obtenons donc le schéma bloc suivant, la boucle de rétroaction étant constituée d'un filtre passe-bande B permettant de sélectionner une fréquence particulière pour le fonctionnement de l'oscillateur



Le filtre passe-bande permet d'obtenir une tension quasi-sinusoïdale en sortie : plus ce filtre sera sélectif, plus le signal de sortie se rapprochera d'un signal sinusoïdal (moins son spectre contiendra d'harmoniques).

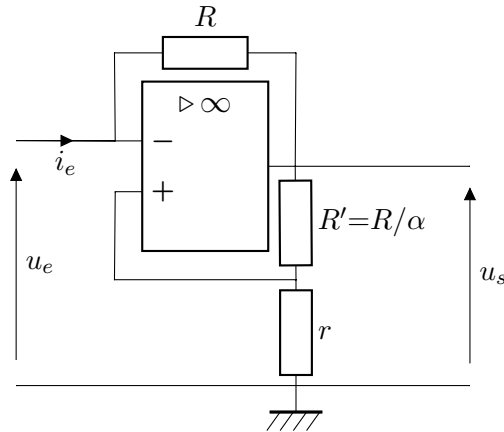
Condition d'oscillation D'après le schéma bloc $S(p) = A(p)\epsilon(p)$ et $\epsilon(p) = B(p)S(p)$, donc $S(p) = A(p)B(p)S(p)$. Une condition nécessaire aux oscillations est donc que $A(p)B(p) = 1$, condition appelée de Barkhausen. Dans le domaine fréquentiel, cette condition se traduit par

- $|\underline{AB}| = 1$,
- $\arg(\underline{AB}) = 0 [2\pi]$

I.3 Oscillateur à résistance négative

I.3.1 Montage à résistance négative

On considère le montage suivant, dans lequel on suppose initialement que l'ALI fonctionne en régime linéaire.



Expression de la résistance L'ALI étant idéal, $i_+ = i_- = 0$. Les résistances r et R' sont en série, et en utilisant un diviseur de tension entre l'entrée non inverseuse et la sortie, on obtient

$$v_+ = \frac{r}{r + R'} u_s$$

En régime linéaire, $v_+ = v_-$, et par ailleurs $u_e = v_-$, donc

$$u_e = \frac{r}{r + R'} u_s \Rightarrow u_s = u_e \left(1 + \frac{R'}{r} \right)$$

La loi d'Ohm aux bornes de R s'écrit $u_e - u_s = Ri_e$, soit

$$u_e - \left(1 + \frac{R'}{r} \right) u_e = -\frac{R'}{r} u_e = -\frac{R}{\alpha r} u_e = Ri_e$$

Finalement

$$u_e = -\alpha r i_e$$

Le montage est donc bien équivalent à une résistance négative de valeur $R_e = -\alpha r$.

Condition de non saturation L'ALI fonctionne en régime linéaire tant que $-V_{sat} < u_s < V_{sat}$. Or

$$u_s = u_e \left(1 + \frac{R'}{r}\right) = -\alpha r \left(1 + \frac{R'}{r}\right) i_e = -R \left(1 + \frac{R'}{r}\right) i_e = -(R + \alpha r) i_e$$

Donc l'ALI fonctionne en régime linéaire tant que $-V_{sat} < -(R + \alpha r) i_e < V_{sat}$, soit

$$-\frac{V_{sat}}{R + \alpha r} < i_e < \frac{V_{sat}}{R + \alpha r}$$

Relation en régime saturé On suppose dans un premier temps que $u_s = +V_{sat}$ (saturation haute). La loi d'Ohm aux bornes de R_1 s'écrit $u_e - V_{sat} = R i_e$ donc $u_e = R i_e + V_{sat}$. Le montage ne fonctionne plus comme un montage à résistance négative.

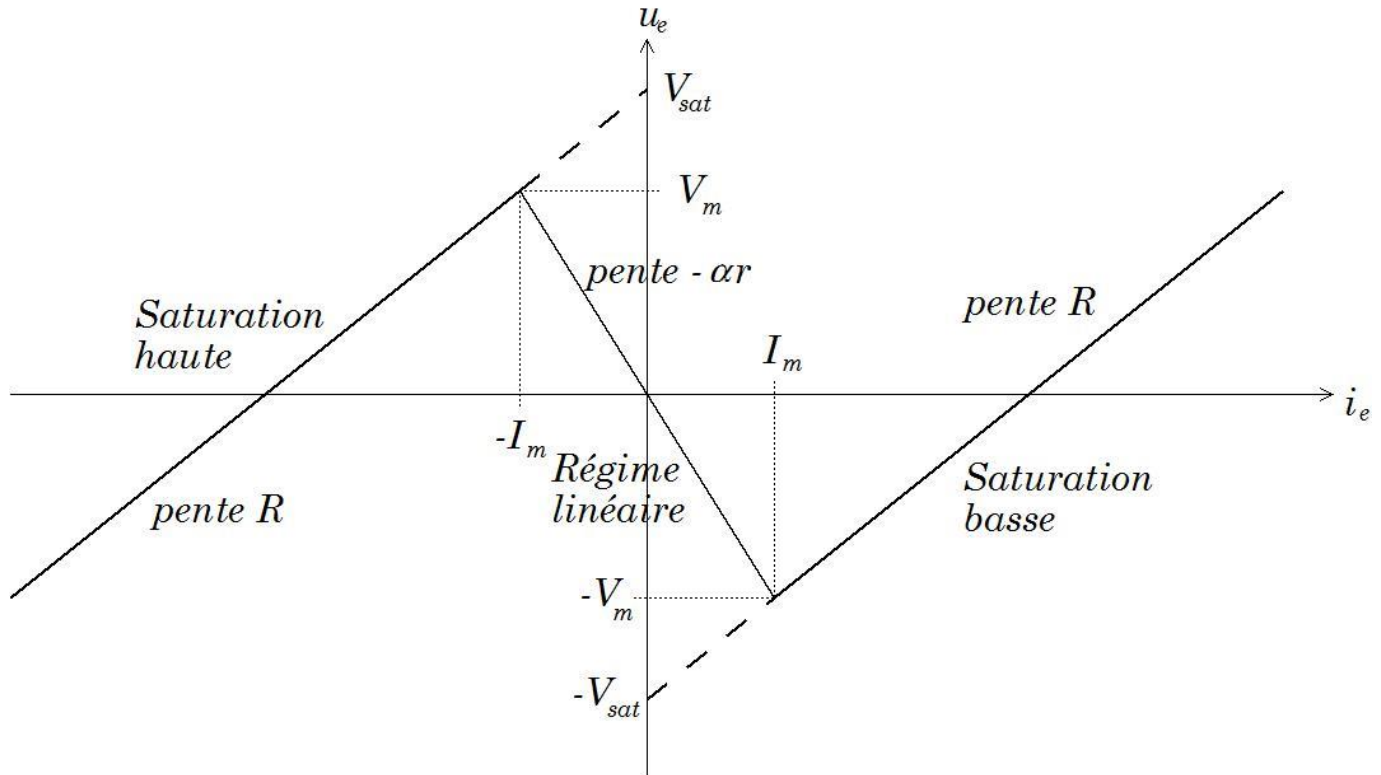
Le fonctionnement en saturation haute continue tant que $v_+ > v_-$. Or $v_+ = \frac{r}{r+R'} V_{sat}$ et $v_- = u_e$ donc la saturation continue tant que $\frac{r}{r+R'} V_{sat} > u_e$. Par ailleurs, $u_e = R i_e + V_{sat}$ donc $\frac{r}{r+R'} V_{sat} > R i_e + V_{sat}$ soit un fonctionnement en régime saturé en saturation haute tant que

$$i_e < -\frac{V_{sat}}{R + \alpha r} = -I_m \quad \text{et} \quad u_e < \frac{\alpha r}{\alpha r + R} V_{sat} = V_m$$

On peut aussi montrer que l'ALI fonctionne en saturation basse ($u_e = R i_e - V_{sat}$ tant que

$$i_e > \frac{V_{sat}}{R + \alpha r} = I_m \quad \text{et} \quad u_e > -\frac{\alpha r}{\alpha r + R} V_{sat} = -V_m$$

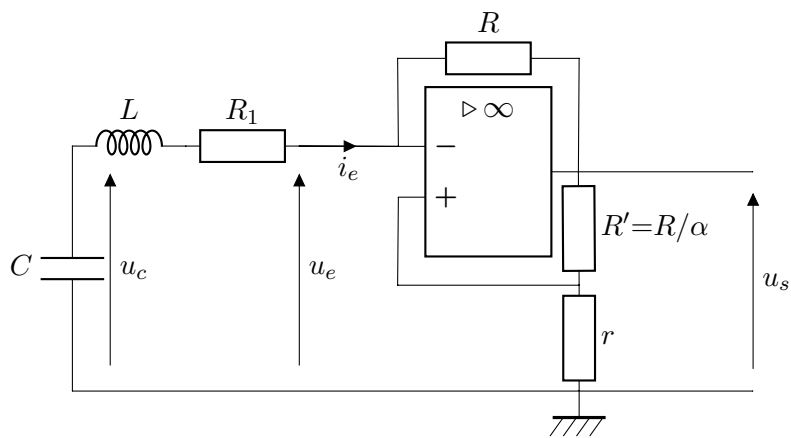
On peut alors tracer le domaine de fonctionnement linéaire sur la caractéristique courant-tension d'entrée



Dans la suite, on considèrera que l'ALI fonctionne en régime linéaire.

I.3.2 Oscillateur à résistance négative

Le montage à résistance négative est branché en série avec un dipôle RLC série de la manière suivante



On s'intéresse à l'équation différentielle vérifiée par la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur. Pour cela, on écrit la loi des mailles $u_C + u_L + u_{R_1} = u_e$, soit avec les dipôles passifs en convention

générateur comme sur le schéma

$$u_L = -L \frac{di_e}{dt} \quad U_{R_1} = -R_1 i_e \quad i_e = -C \frac{du_C}{dt} \quad u_e = -\alpha r i_e$$

donc

$$u_C + LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R_1 C \frac{du_C}{dt} = \alpha r C \frac{du_C}{dt}$$

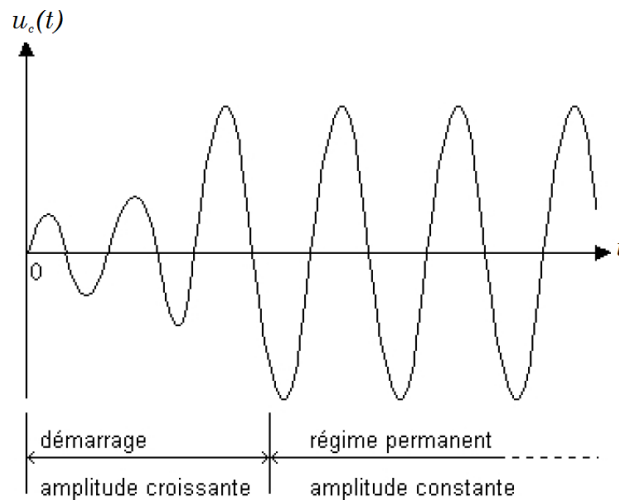
que l'on peut mettre sous forme canonique

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{du_C}{dt} \frac{R_1 - \alpha r}{L} + \frac{1}{LC} u_C = 0$$

On constate que pour une valeur $\alpha = \frac{R_1}{r}$, l'équation différentielle est celle d'un oscillateur harmonique et le système peut donc osciller à sa pulsation propre $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, les pertes par effet Joule étant compensées par l'énergie fournie par l'alimentation continue de l'ALI via le montage à résistance négative.

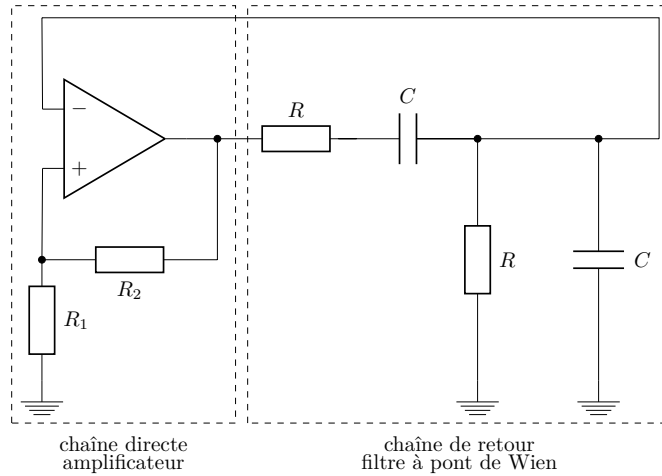
Ce fonctionnement pose cependant problème pour l'amorçage des oscillations. Compte tenu de la continuité de la tension aux bornes du condensateur et de l'intensité parcourant la bobine, u_C et $\frac{du_C}{dt}$ sont et restent nuls.

Pour amorcer les oscillations, on ne peut compter que sur le bruit électronique présent dans le montage (qui peut être lié à la tension d'offset de l'ALI par exemple). Cependant, si le montage est un montage oscillateur harmonique, l'amplitude des oscillations reste limitée par l'amplitude du bruit qui est nécessairement limitée. Il faut donc amplifier les oscillations, donc que α soit légèrement supérieur à $\frac{R_1}{r}$. L'amplitude des oscillations croît alors, mais on finit forcément par atteindre la saturation, fonctionnement dans lequel l'ALI ne fournit plus d'énergie au montage, qui n'est alors plus une résistance négative. L'amplitude des oscillations va alors décroître, avant que le montage ne revienne en régime linéaire et ... ré-amplifie les oscillations. Ce passage par la saturation qui peut sembler anodin implique que le signal de sortie ne sera pas parfaitement sinusoïdal, ce que nous étudierons en TP.



I.4 Oscillateur à pont de Wien

Le montage étudié est le suivant



On considèrera dans la suite que l'ALI est idéal et fonctionne en régime linéaire en raison de la rétroaction sur l'entrée inverseuse.

I.4.1 Montage amplificateur

Nous reconnaissons le montage amplificateur non inverseur donc

$$s(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e(t)$$

et

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

I.4.2 Oscillateur à pont de Wien : aspect fréquentiel

On s'intéresse pour commencer au calcul de la fonction de transfert $\underline{B}$. On applique la formule du diviseur de tension entre la tension d'entrée et la tension de sortie

$$\underline{e} = \frac{\underline{Z}_{//}}{\underline{Z}_{//} + \underline{Z}_s} \underline{v} = \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}_{//}}} \underline{s}$$

Ici

$$\underline{Z}_s = R + \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad \frac{1}{\underline{Z}_{//}} = \frac{1}{R} + jC\omega \Rightarrow \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}_{//}} = \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \left(\frac{1}{R} + jC\omega\right) = 2 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega}$$

ce qui donne pour la fonction de transfert

$$\underline{B} = \frac{1}{3 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega}} = \frac{1}{3} \frac{1}{1 + j\frac{1}{3} \left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right)}$$

soit en posant $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

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

Cette fonction de transfert est celle d'un filtre passe bande de gain maximum 1/3 et de facteur de qualité $Q = 1/3$, centré sur la pulsation ω_0 .

Le montage peut produire effectivement des oscillations s'il respecte la condition de Barkhausen

- $|\underline{AB}| = 1$,
- $\arg(\underline{AB}) = 0 [2\pi]$.

Ici

$$\underline{AB} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{3} \frac{1}{1 + j\frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

Pour que l'argument soit nul, il faut et il suffit que le coefficient de j dans le dénominateur soit nul, soit $\omega = \omega_0$.

Pour la deuxième condition,

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{3} = 1 \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \rightarrow R_2 = 2R_1$$

Dans la pratique, l'amorçage des oscillations nécessite comme pour l'oscillateur à résistance négative un montage qui amplifie légèrement le bruit initial pour fonctionner correctement.

I.4.3 Oscillateur à pont de Wien : aspect temporel

C'est un bon exercice de retrouver indépendamment l'équation différentielle mais nous allons utiliser la fonction de transfert pour trouver l'équation différentielle.

La relation entre s et e est simplement un montage amplificateur non inverseur

$$s(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e(t)$$

Il faut donc trouver l'équation différentielle vérifiée par $e(t)$ grâce à la fonction de transfert $\beta = \frac{e}{s}$

$$\underline{s} = \left(3 + jRC\omega + \frac{1}{jRC\omega} \right) \underline{e} \Rightarrow RC\omega \underline{s} = (3jRC\omega + (jRC\omega)^2 + 1) \underline{e}$$

En revenant dans le domaine temporel $j\omega \rightarrow \frac{d}{dt}$

$$e(t) + 3RC \frac{de}{dt} + (RC)^2 \frac{d^2e}{dt^2} = RC \frac{ds}{dt}$$

Quand l'ALI est en régime linéaire, l'équation devient

$$e(t) + 3RC \frac{de}{dt} + (RC)^2 \frac{d^2e}{dt^2} + RC \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{de(t)}{dt} = 0$$

soit en réarrangeant et en divisant par $(RC)^2$

$$\frac{d^2e}{dt^2} + \frac{1}{RC} \left(2 - \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{de}{dt} + \frac{1}{(RC)^2} e(t) = 0$$

On retrouve une équation différentielle du deuxième ordre, qui se réduit à un oscillateur harmonique pour $R_2 = 2R_1$, on retrouve la condition d'oscillation que l'on avait calculé avec la condition de Barkhausen qui est donc simplement une traduction dans le domaine fréquentiel d'un montage donnant un oscillateur harmonique. Par ailleurs, comme pour le montage à résistance négative, et comme dans le cas fréquentiel, l'amorçage des oscillations de manière pratique impose que la solution soit légèrement exponentiellement croissante.

Régime saturé Dans le cas du régime saturé, quand l'amplitude des oscillations devient trop grande, $\frac{ds}{dt} = 0$ puisque $s(t)$ est constant. On a alors comme équation différentielle

$$e(t) + 3RC \frac{de}{dt} + (RC)^2 \frac{d^2e}{dt^2} = RC \frac{ds}{dt} = 0$$

I.5 Résolution numérique

On l'a dit qualitativement, l'amplitude des oscillations augmente exponentiellement avec le temps, puis la saturation de l'ALI limite les oscillations, ce qui provoque des non linéarités et le caractère quasi sinusoïdal du signal de sortie. Il est compliqué de résoudre ce problème analytiquement, mais on peut le résoudre assez facilement en python.

```
import numpy as np          # Outils numeriques
import scipy as sp          # Outils scientifiques
import scipy.integrate      # pour l'integration
import matplotlib.pyplot as plt # Outils graphiques

R=1e3                        # Resistance du Pont de Wien
C=100e-9                    # Capacite du Pont de Wien
K=5                          # Gain de l'etage d'amplification , valeur critique 3
tfin=15e-3                  # instant final de la simulation
```

```

dt=0.01e-3                                # pas
vsat=15                                    # tension de saturation de l'AO

e0 = 0.01 # entree de l'etage d'amplification ; 0.01 simule le bruit
dedt0= 0.01 # derivee de e ; 0.01 simule le bruit en entree

def f(y,t):
    e,dedt = y
    if abs(e) < vsat/K:                    # Cas non sature , instable , zone d'amplification
        return [dedt, (K-3)/(R*C)*dedt - e/(R*C)**2]
    else:                                  # Cas sature , stable , zone d'amortissement
        return [dedt, (-3)/(R*C)*dedt - e/(R*C)**2]

# Determination de l'entree de l'etage d'amplification
t = np.linspace(0,tfin,int(tfin/dt))
sol = sp.integrate.odeint(f,[e0,dedt0],t)
e = sol[:,0]
dedt= sol[:,1]

# Pour la sortie , on utilise np.where pour ecreter là où e est trop grand
s = np.where(abs(e)>vsat/K,vsat*np.sign(e),e*K)
#s(t) est la sortie de l'ALI

# Traces des courbes
plt.figure(0,figsize=(14,8))
plt.clf()
plt.subplot(2,2,1)    # Figure du haut à gauche
plt.plot(t,s)         # La sortie de l'AO
plt.title("Demarrage des oscillations")
plt.xlabel("$t$ (s)")
plt.ylabel("$s$ (V)")
plt.ylim(-16,16)      # Pour bien voir l'ecrétage
plt.subplot(2,2,3)    # Figure du bas à gauche
plt.plot(t,e)         # L'entree

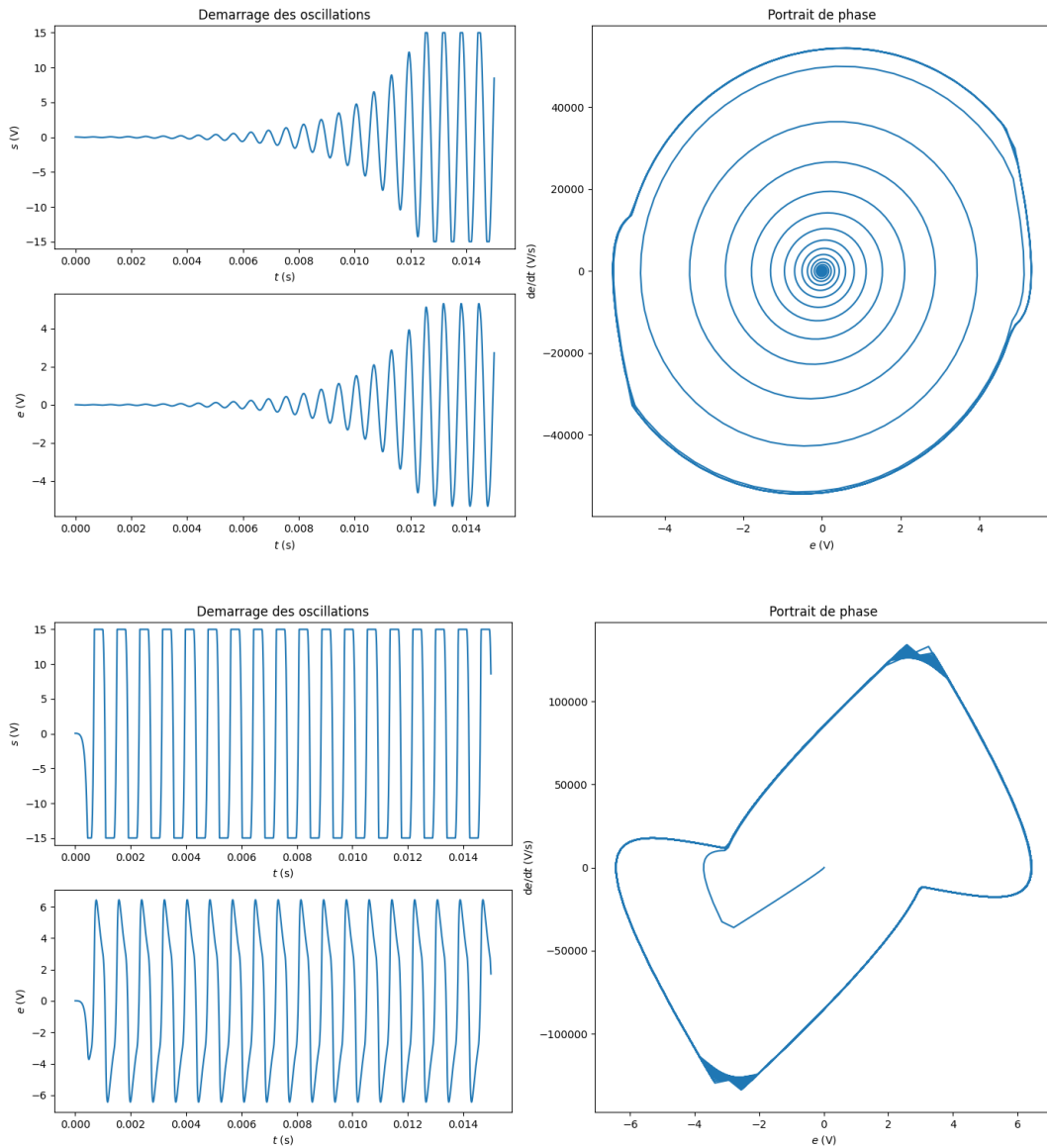
plt.xlabel("$t$ (s)")
plt.ylabel("$e$ (V)")
plt.subplot2grid((2,2),(0,1),rowspan=2) # Figure de droite
plt.plot(e,dedt)      # Le portrait de phase

```

```

plt.xlabel("$e$ (V)")
plt.ylabel("$de/dt$ (V/s)")
plt.title('Portrait de phase')
plt.tight_layout() # Pour ajuster les espaces autour des sous-figures
plt.savefig('PSI_pont_de_wien_odeint.png')

```

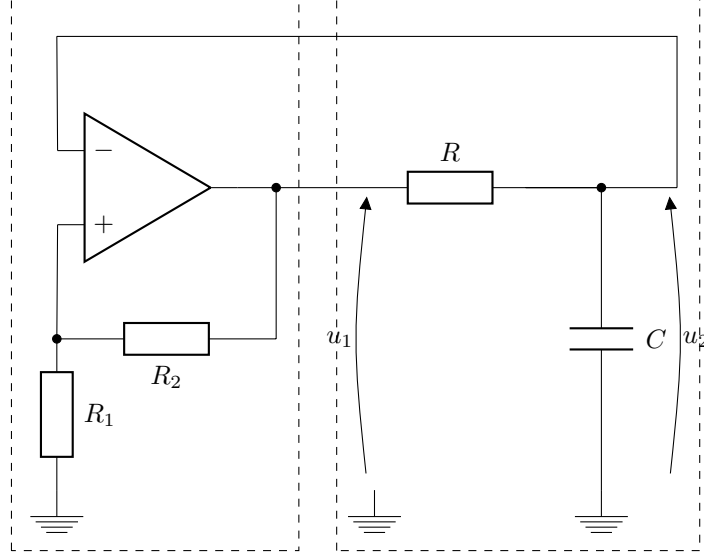


II Oscillateurs à relaxation

Nous allons étudier dans cette partie des oscillateurs à relaxation qui oscillent entre deux états instables du système.

II.1 Oscillateur à un ALI

On considère le montage suivant dans lequel l'ALI est supposé idéal



Dans le bloc 1, on a $i_+ = 0$ (ALI idéal) et on reconnaît donc un diviseur de tension entre R_1 et R_2

$$v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_1 = \frac{1}{1 + k} u_1$$

avec $k = \frac{R_2}{R_1}$.

Fonctionnement en régime linéaire On suppose dans un premier temps l'ALI en régime linéaire (ce qui est peu probable compte tenu de la rétroaction sur la sortie non inverseuse). On peut alors écrire

$$u_2 = v_- = v_+ = \frac{1}{1 + k} u_1$$

Or $i_- = 0$, donc le condensateur et la résistance R sont traversés par le même courant i . D'après la loi des mailles $u_s = Ri + u_2$ et $i = C \frac{du_2}{dt}$ donc $u_1 = RC \frac{du_2}{dt} + u_2$ ce qui donne $(1 + k)u_2 = RC \frac{du_2}{dt} + u_2$ et donc l'équation différentielle

$$RC \frac{du_2}{dt} - ku_2 = 0$$

qui représente donc bien un système instable. L'ALI ne fonctionne donc au mieux que de manière transitoire en régime linéaire.

Fonctionnement en saturation haute Dans ce cas $u_1 = V_{sat}$ et $v_+ = \frac{1}{1+k} V_{sat}$. Par ailleurs, l'application de la loi des mailles donne toujours $u_1 = Ri + u_2$ donc $u_1 = RC \frac{du_2}{dt} + u_2$ et finalement pour équation différentielle

$$RC \frac{du_2}{dt} + u_2 = V_{sat}$$

La solution de l'équation différentielle est donc, en posant $\tau = RC$, et en supposant le condensateur initialement déchargé

$$u_2 = V_{sat} \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right)$$

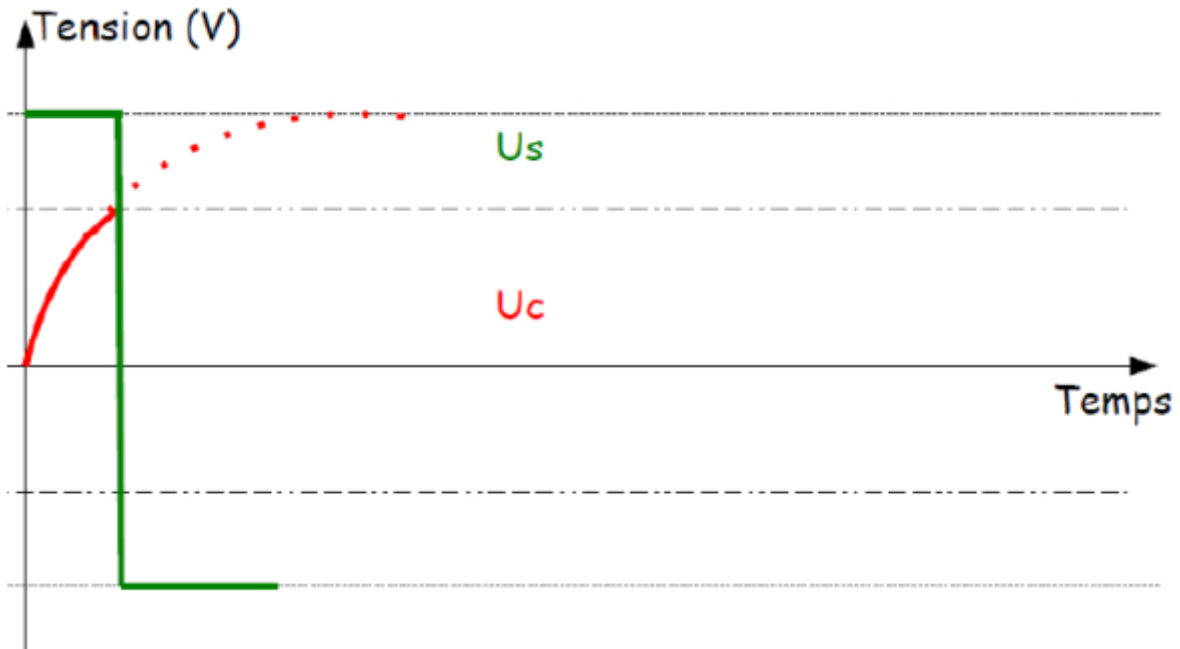
L'ALI reste en saturation haute tant que $v_+ > v_- = u_2$, c'est à dire tant que

$$\frac{1}{1+k} V_{sat} > V_{sat} \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right) \rightarrow \frac{1}{1+k} - 1 > -\exp \left(-\frac{t}{\tau} \right)$$

soit finalement tant que

$$t < \tau \ln \left(\frac{1+k}{k} \right) = t_1$$

On obtient alors la courbe suivante pour les tensions ($u_s = u_1$ et $u_c = u_2$)



Fonctionnement en saturation basse A partir de $t = t_1$, dans ce cas $u_1 = -V_{sat}$ et $v_+ = -\frac{1}{1+k} V_{sat}$. Par ailleurs, l'application de la loi des mailles donne toujours la même équation différentielle

$$RC \frac{du_2}{dt} + u_2 = -V_{sat}$$

La solution de l'équation différentielle est donc, en sachant que $u_2(t_1) = \frac{1}{1+k} V_{sat}$

$$u_2(t) = -V_{sat} + \lambda \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right)$$

La constante d'intégration s'obtient avec

$$u_2(t_1) = \frac{1}{1+k} V_{sat} = -V_{sat} + \lambda \exp\left(-\frac{t_1}{\tau}\right)$$

soit

$$\lambda = \frac{2+k}{1+k} V_{sat} \exp\left(\frac{t_1}{\tau}\right)$$

et finalement

$$u_2(t) = -V_{sat} + \frac{2+k}{1+k} V_{sat} \exp\left(\frac{t_1}{\tau}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) = -V_{sat} + \frac{2+k}{1+k} V_{sat} \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right)$$

L'ALI reste en saturation basse tant que $v_+ < v_- = u_2$, c'est à dire tant que

$$-\frac{1}{1+k} V_{sat} < -V_{sat} + \frac{2+k}{1+k} V_{sat} \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right)$$

donc

$$-\frac{1}{1+k} < -1 + \frac{2+k}{1+k} \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) \Rightarrow -1 < -1 - k + (2+k) \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right)$$

et donc

$$\frac{k}{2+k} < \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau}\right) \Rightarrow \tau \ln\left(\frac{k}{2+k}\right) < -t + t_1$$

soit finalement tant que

$$t - t_1 < \tau \ln\left(\frac{2+k}{k}\right) \Rightarrow t < t_1 + \tau \ln\left(\frac{2+k}{k}\right) = t_2$$

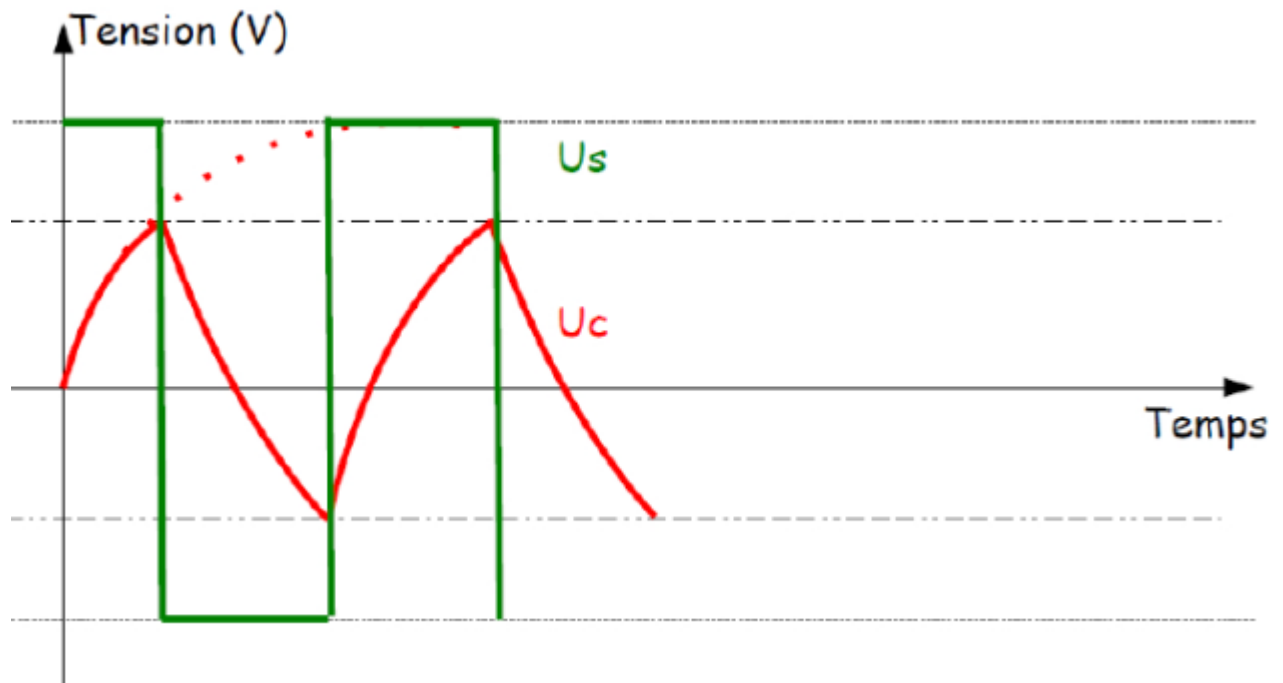
Ce régime s'interrompt quand on repasse en saturation haute, mais cette fois ci la phase saturation haute débute avec une valeur initiale de la tension $u_2(t_2) = v_+ = -\frac{1}{1+k} V_{sat}$ au lieu de 0 pour la phase initiale, ce qui signifie que la troisième phase sera de même durée que la deuxième, cette durée correspondant à la demi période

$$T = 2\tau \ln\left(\frac{2+k}{k}\right)$$

La tension de sortie est donc une tension de fréquence

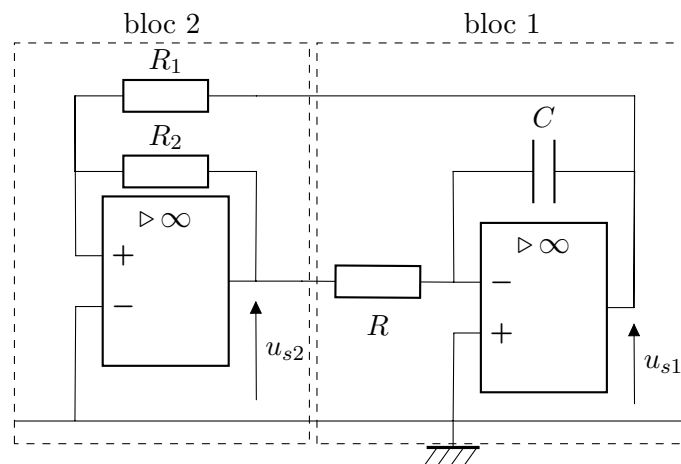
$$f = \frac{1}{2\tau \ln\left(\frac{2+k}{k}\right)}$$

ce qui donne aux courbes des tensions les allures suivantes ($u_s = u_1$ et $u_c = u_2$)



II.2 Oscillateur à deux ALI

Le montage étudié est le suivant



On ne le redémontre pas mais l'ALI du bloc 2 fonctionne en régime saturé en raison de la rétroaction sur l'entrée non inverseuse.

Le bloc 1 constitue un montage intégrateur et va fonctionner a priori en régime linéaire (rétroaction sur l'entrée inverseuse).

ALI 2 en saturation haute Comme $i_- = 0$, l'intensité traversant le condensateur et la résistance R sont en série, on peut alors appliquer la loi des noeuds en terme de potentiel, et comme $v_+ = v_- = 0$

(régime linéaire dans l'ALI 1), $u_{s2} = -u_R$ et $u_{s1} = u_C$, on a alors

$$\frac{u_{s2}}{R} = -C \frac{du_{s1}}{dt}$$

donc $u_{s2} = V_{sat}$

$$u_{s1}(t) = -\frac{1}{RC} \int V_{sat} dt$$

Si le condensateur est initialement déchargé, alors en intégrant

$$u_{s1}(t) = -\frac{V_{sat}}{RC} t$$

L'étude du bloc 1 nous permet de savoir quelle forme prend la tension de sortie quand on est en saturation haute dans le bloc 2.

Dans ce cas $u_{s2} = V_{sat}$. Cette phase dure tant que dans le bloc 2 $v_{2+} > 0$ puisque $v_{2-} = 0$. Comme $i_{+2} = 0$, on peut alors appliquer la loi des noeuds en terme de potentiel $i_{R2} = i_{R1}$ donc

$$\frac{u_{s2} - v_{+2}}{R_2} + \frac{u_{s1} - v_{+2}}{R_1} = 0$$

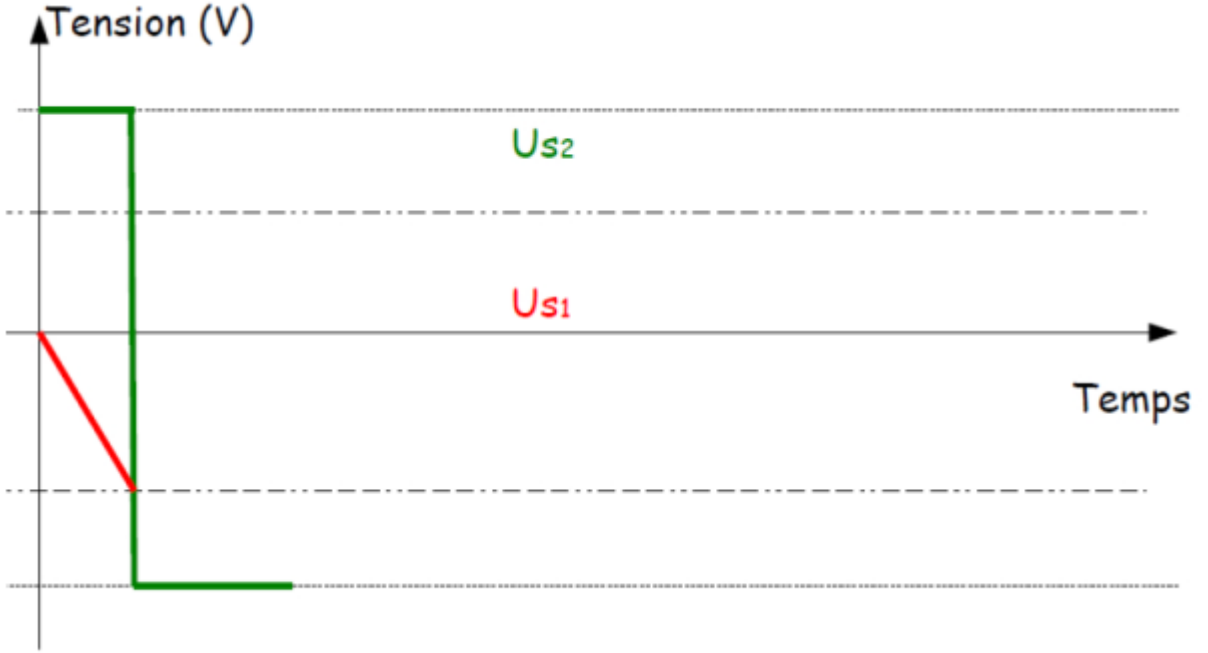
En posant $k = \frac{R_2}{R_1}$, on a alors

$$v_{+2} = \frac{u_{s2} + k u_{s1}}{k + 1} = \frac{V_{sat} + k u_{s1}}{k + 1}$$

L'ALI 2 reste donc en saturation haute tant que

$$\frac{V_{sat} + k u_{s1}}{k + 1} > 0 \Rightarrow V_{sat} - k \frac{V_{sat}}{RC} t > 0$$

c'est à dire pour $t < t_1$ où $t_1 = \frac{RC}{k}$ et $u_{s1}(t_1) = -\frac{V_{sat}}{RC} \frac{RC}{k} = -\frac{V_{sat}}{k}$. L'analyse du bloc 2 nous a permis de savoir à quelle condition on est en saturation haute. On obtient l'évolution temporelle suivante :



ALI 2 en saturation basse Comme $i_- = 0$, l'intensité traversant le condensateur et la résistance R sont en série, on peut alors appliquer la loi des noeuds en terme de potentiel, et comme $v_+ = v_- = 0$ (régime linéaire dans l'ALI 1), $u_{s2} = -u_R$ et $u_{s1} = u_C$, on a alors

$$\frac{u_{s2}}{R} = -C \frac{du_{s1}}{dt}$$

donc comme $u_{s2} = -V_{sat}$

$$u_{s1}(t) = \frac{1}{RC} \int V_{sat} dt$$

La tension aux bornes du condensateur à t_1 est donnée par la phase précédente, alors en intégrant

$$u_{s1}(t) = \frac{V_{sat}}{RC} t + A$$

Comme à $t = t_1$ (instant initial de la phase 2) $u_{s1}(t_1) = -\frac{V_{sat}R_1}{R_2}$, alors

$$\frac{V_{sat}}{RC} t_1 + A = -\frac{V_{sat}R_1}{R_2} \Rightarrow A = -\frac{V_{sat}}{RC} t_1 - V_{sat} \frac{R_1}{R_2}$$

et donc

$$u_{s1}(t) = \frac{V_{sat}}{RC} t - \frac{V_{sat}}{RC} t_1 - V_{sat} \frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) - V_{sat} \frac{R_1}{R_2}$$

L'étude du bloc 1 nous permet de savoir quelle forme prend la tension de sortie quand on est en saturation basse dans le bloc 2.

Dans ce cas $u_{s2} = -V_{sat}$. Cette phase dure tant que dans le bloc 2 $v_{2+} < 0$ puisque $v_{2-} = 0$. Comme

$i_{+2} = 0$, on peut alors appliquer la loi des noeuds en terme de potentiel $i_{R2} = i_{R1}$ donc

$$\frac{u_{s2} - v_{+2}}{R_2} + \frac{u_{s1} - v_{+2}}{R_1} = 0$$

En posant $k = \frac{R_2}{R_1}$, on a alors

$$v_{+2} = \frac{1}{k+1} \left(-V_{sat} + k \left(\frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) - \frac{V_{sat}}{k} \right) \right) = \frac{1}{k+1} \left(-2V_{sat} + k \left(\frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) \right) \right)$$

L'ALI 2 reste donc en saturation haute tant que

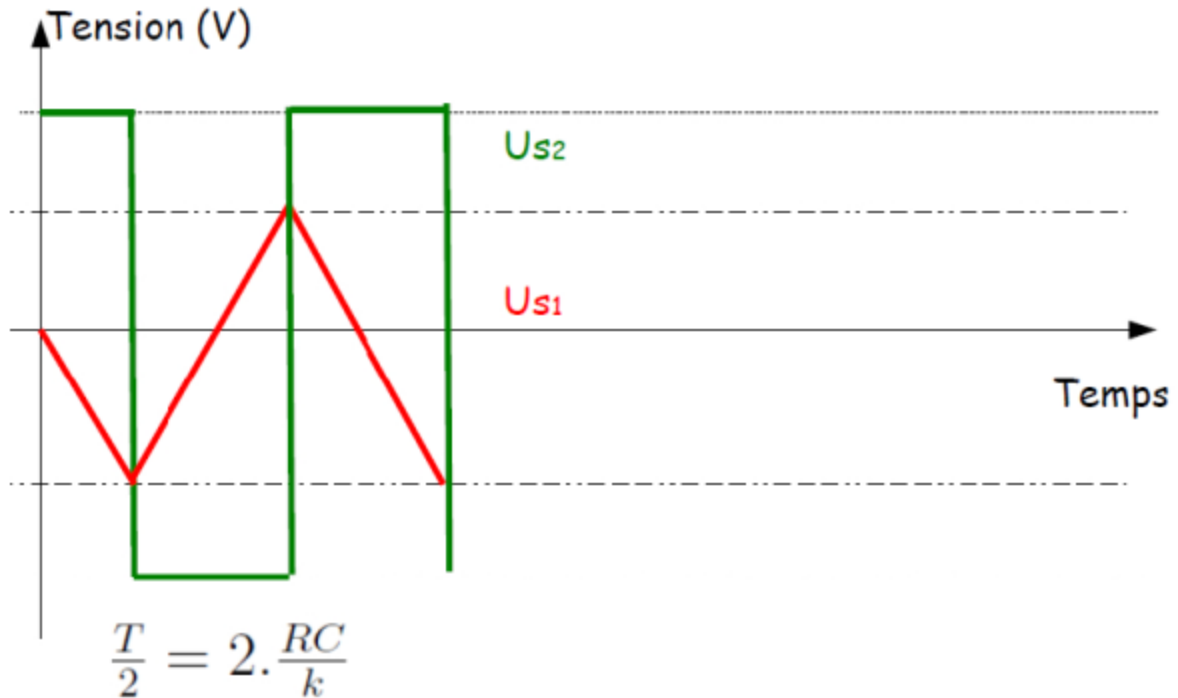
$$-2V_{sat} + k \left(\frac{V_{sat}}{RC} (t - t_1) \right) < 0 \Rightarrow t - t_1 < \frac{2}{k} RC$$

L'analyse du bloc 2 nous a permis de savoir à quelle condition on est en saturation basse.

Comme pour le précédent montage, la troisième phase est de même durée que la seconde et donc finalement on obtient un signal de période

$$T = \frac{4}{k} RC$$

On obtient finalement l'évolution temporelle suivante :



La tension u_{s2} est une tension créneau de fréquence $f = \frac{k}{4RC}$ alors que la tension u_{s1} est une tension triangulaire de même fréquence, ce qu'on aurait pu prévoir compte tenu du caractère intégrateur du montage du bloc 1.

Contents

I	Oscillateurs quasi sinusoïdaux	2
I.1	Définition	2
I.2	Forme générale d'un oscillateur et condition d'oscillation	2
I.3	Oscillateur à résistance négative	3
I.3.1	Montage à résistance négative	3
I.3.2	Oscillateur à résistance négative	5
I.4	Oscillateur à pont de Wien	7
I.4.1	Montage amplificateur	7
I.4.2	Oscillateur à pont de Wien : aspect fréquentiel	7
I.4.3	Oscillateur à pont de Wien : aspect temporel	8
I.5	Résolution numérique	9
II	Oscillateurs à relaxation	11
II.1	Oscillateur à un ALI	12
II.2	Oscillateur à deux ALI	15