



Exercice 1: Oscillateur à résistance négative.

Expliquer le fonctionnement de ce montage.

Le montage à AOP crée une résistance négative $-(R+R_L)$

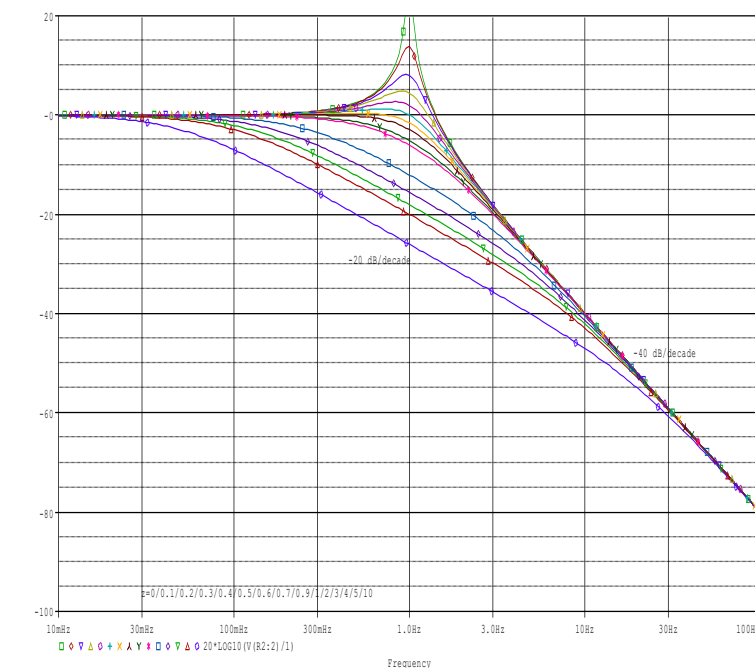
Elle annule la résistance $R+R_L$ série du circuit RLC. Ainsi

le circuit LC devient purement oscillant à la fréquence propre $1/2\pi\sqrt{LC}$.

Le fonctionnement de la résistance négative est le suivant :

L'ampli. op. étant contre réactionné, $\varepsilon=0$ donc la tension V en $V+$ se retrouve aux bornes de $R+R_L$. Elle induit le courant $i = V/(R+R_L)$. L'entrée $-$ de l'AOP présente une impédance infinie donc $i_0=i$. En outre, ce courant impose dans R_0 la chute de tension $V_S-V=-V_S-V$ car $\varepsilon=0$. Cette tension est également aux bornes de R_0 dans la branche supérieure. On en déduit que le courant de la branche supérieure est égal à celui de la branche inférieure égal à $i_0=i$. Ce courant sortant vaut $i = V/(R+R_L)$. Tout se passe donc comme si on avait la résistance $R+R_L$, mais avec un courant sortant $i = -V/(R+R_L)$. D'où le nom de résistance négative.

Donner en particulier le diagramme de Bode de la résonance aux bornes de la capacité pour un circuit RLC de résistance nulle.



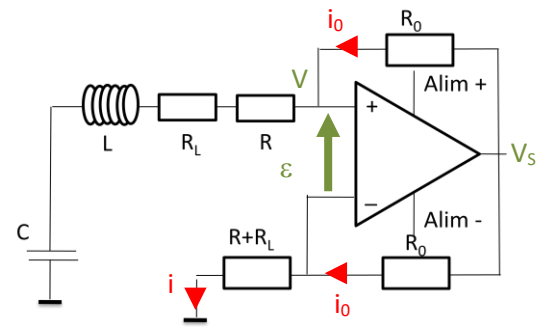
Pour la résistance nulle la courbe est résonnante avec une surtension qui part à l'infini.

Expliquer pourquoi l'amplitude de la sortie est finie.

Dans le montage à ampli. op., ce dernier sature avant de partir à l'infini (non linéarité). Ceci limite l'amplitude à $\pm V_{sat}$. L'AOP étant contre réactionné, celui-ci sature plus « doucement » qu'en boucle ouverte. On obtient donc en pratique des oscillations sinusoïdales de quelques volts d'amplitude (environ 6 V pour du $\pm 12V$ d'alim).

Pourquoi qualifie-t-on un tel oscillateur de quasi-sinusoïdal ?

Ces oscillations étant légèrement déformées par la saturation (non linéarité) on parle d'oscillateur quasi-sinusoïdal.



Exercice 2: Oscillateur à pont de Wien :

1°) Tracer le diagramme de Bode (gain et phase) du filtre de Wien (entrée sur R_1 , sortie aux bornes de C_2). On prendra $R_1=R_2=R=2,2k\Omega$, et $C_1=C_2=C=10nF$.

La fonction de transfert du filtre, vaut :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\frac{R_2}{1+R_2C_2\omega}}{R_1 + \frac{1}{1+R_2C_2\omega} + \frac{R_2}{1+R_2C_2\omega}} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{1+R_2C_2\omega} + \frac{R_2}{1+R_2C_2\omega}}$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{R_2}{1+R_2C_2\omega}} = \frac{R_2(1+R_2C_2\omega)}{R_1 + R_2 + R_2(1+R_2C_2\omega)}$$

si $R_1=R_2=R=2,2k\Omega$, et $C_1=C_2=C=10nF$ $\frac{V_s}{V_e} = \frac{JRC\omega}{1+J3RC\omega-R^2C^2\omega^2}$

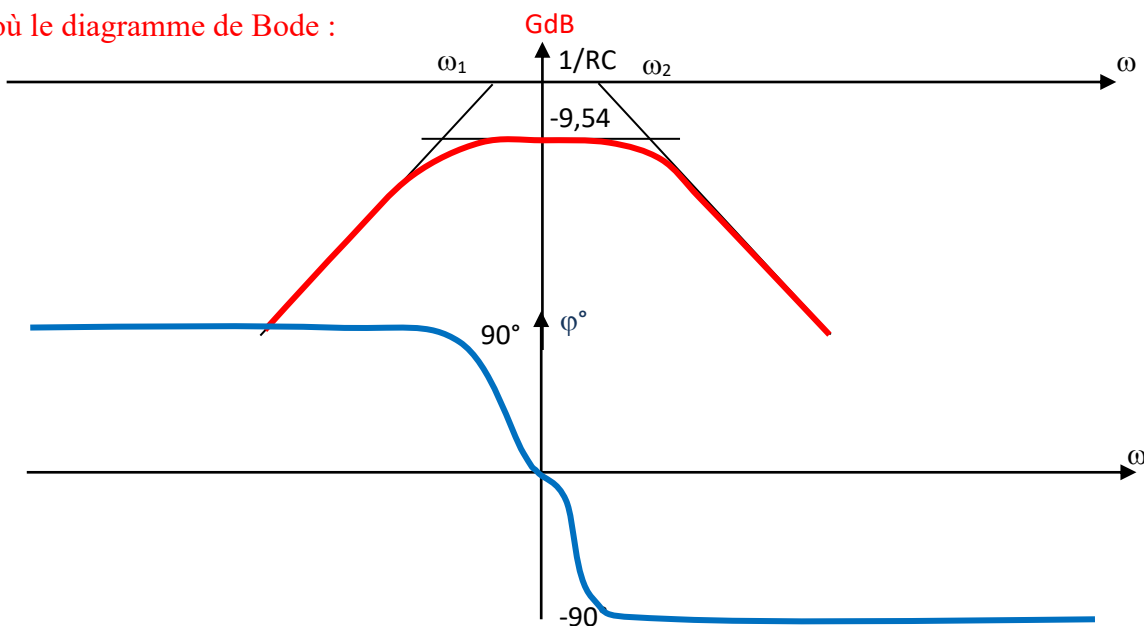
Il s'agit d'un filtre passe bande du deuxième ordre dont la pulsation propre vaut $1/RC$ et dont le coefficient d'amortissement vaut 3. Il s'agit donc de la cascade de deux premier ordre (passe bas et passe haut) avec atténuation. Le discriminant vaut : $\Delta = \sqrt{(3RC)^2 - 4R^2C^2} = \sqrt{5}RC$

donc les racines sont $\frac{-3RC \pm \sqrt{5}RC}{2R^2C^2} = \frac{-0,382}{RC} (\omega_1)$ et $\frac{-2,62}{RC} (\omega_2)$

pour $\omega=1/RC=\omega_0$ on obtient le gain dans la bande passante, soit :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{3} \text{ correspondant à } -9,54 \text{ dB}$$

D'où le diagramme de Bode :

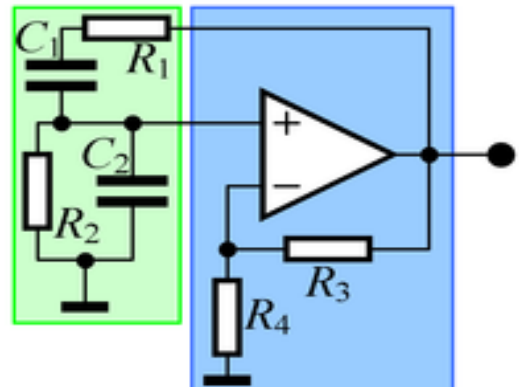


2°) Pour quelle fréquence le déphasage est-il nul ?

Pour la fréquence propre $1/2\pi RC$

Quel est l'atténuation du filtre pour cette fréquence ? $1/3$

3°) En déduire la valeur du gain $(1+(R_3/R_4))$ qu'il faut



mettre pour un début d'oscillations.

Il faut donc mettre un gain de 3 ou légèrement supérieur. En effet, de cette manière, à la fréquence propre, la sortie du filtre est amplifiée d'un facteur 3 et se retrouve en entrée du filtre au même niveau et en phase. Cette fréquence est donc entretenue et même amplifiée si le gain est légèrement supérieur à 3. d'où l'apparition d'oscillations à f_0 .

4°) Que se passe-t-il si le gain est trop fort ?

Si le gain est trop fort, f_0 est toujours la seule fréquence amplifiée, mais la saturation de l'ampli empêche les oscillations de s'amplifier à l'infini, on peut voir alors apparaître une saturation à V_{sat} sous la forme d'un début de tension carrée.

5°) Proposer des valeurs pour R_3 et R_4 , permettant d'obtenir des oscillations quasi-sinusoïdales.

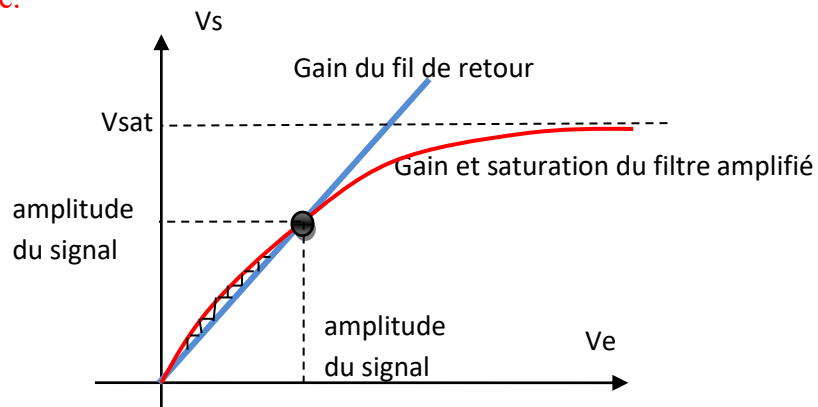
Quelle est la fréquence de cet oscillateur.

Il faut $(1+(R_3/R_4))=3$. On propose $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ pour un gain de 3,2.

(Si on veut obtenir exactement 3, on peut prendre un trimmer (potentiomètre) ou prendre une résistance R_4 constituée de deux résistances R_3 en parallèle).

6°) Quel est l'ordre de grandeur de l'amplitude des oscillations ?

L'ordre de grandeur de l'amplitude des oscillations est de quelques volts (3 à 5 V) C'est celui du à une saturation progressive de la sortie.



Voici ce qui se passe à f_0 :

Le signal s'amplifie petit à petit en partant de 0, puis amplifié en sortie par le filtre amplifié de gain global légèrement supérieur à 1, ramené en entrée par le fil et de nouveau amplifié et ainsi de suite (montée en marche d'escalier) jusqu'au gain exactement unitaire du à la saturation. Ce niveau est stable, c'est celui de l'amplitude des oscillations.

Exercice 3: Amplificateur exponentiel :

1°) Quelle est la tension aux bornes de la diode ?

V_e

2°) On rappelle la loi de Shockley :

$$I_{fd} = I_s \left[\exp\left(\frac{V_d}{kT/q}\right) - 1 \right]$$

On suppose une tension d'entrée de quelques volts.

En déduire l'expression du courant dans la diode.

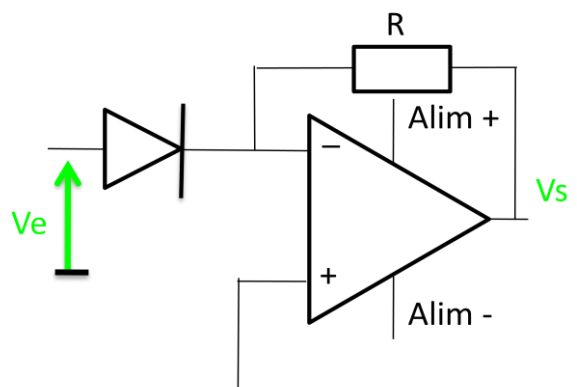
Comme V_e vaut quelques volts, 1 est négligeable devant le terme exponentiel.

Le courant dans la diode vaut donc : $I_{fd} = I_s \exp\left(\frac{V_e}{kT/q}\right)$

3°) Exprimer le courant circulant dans R , en déduire

l'expression de V_s en fonction de V_e . Conclure.

$I_R = -V_s/R$. Comme $I_R = I_d$ on a $I_R = I_d = \frac{V_s}{R} = I_s \exp\left(\frac{V_e}{kT/q}\right)$



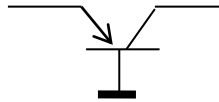
d'où $V_s = -RI_s \exp\left(\frac{V_e}{kT/q}\right)$

Il s'agit donc bien d'une fonction (inverseuse) exponentielle de l'entrée.

4°) Comment remplacer la diode par un transistor bipolaire.

Quel est l'intérêt du transistor ?

On remplace la diode par un transistor bipolaire montée en diode de la façon suivante.



Le transistor NPN est monté en diode car la base reliée à la masse est virtuellement connectée au collecteur vu que $\varepsilon=0$.

Le transistor est le composant de base des circuits intégrés. Dans ce type de circuits, une diode est créée par un transistor.

Exercice 4: Amplificateur logarithmique :

1°) Quelle est la tension aux bornes de la diode, ainsi que le courant qui la traverse ?

$-V_s \quad I_d = I_s \exp\left(\frac{-V_s}{kT/q}\right)$

2°) Exprimer le courant circulant dans R, en déduire l'expression de V_s en fonction de V_e . Conclure.

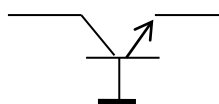
$I_R = V_e/R$. Comme $I_R = I_d$, $V_e = RI_s \exp\left(\frac{-V_s}{kT/q}\right)$

d'où $V_s = -(kT/q) \ln\left(\frac{V_e}{RI_s}\right)$

Il s'agit donc bien d'une fonction (inverseuse) logarithmique de l'entrée.

3°) Comment remplacer la diode par un transistor bipolaire.

Quel est l'intérêt du transistor ?



Le transistor PNP est monté en diode car la base reliée à la masse est virtuellement connectée au collecteur vu que $\varepsilon=0$.

Le transistor est le composant de base des circuits intégrés. Dans ce type de circuits, une diode est créée par un transistor.

