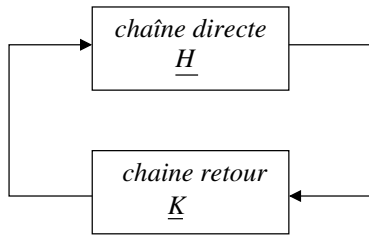


TD02 : Oscillateurs

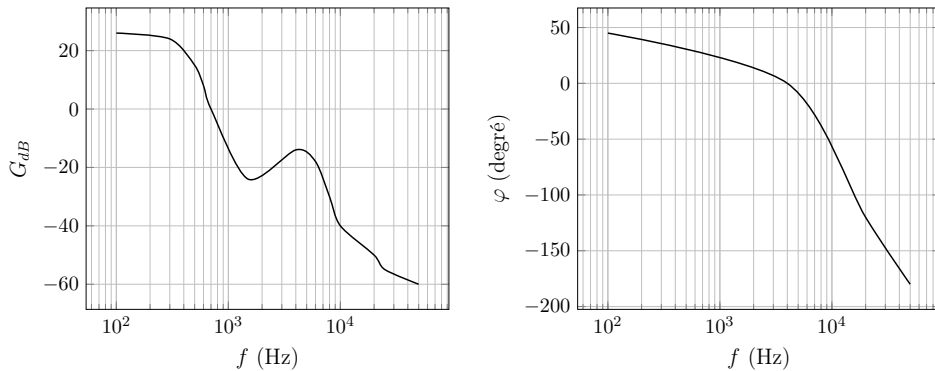
Restitution du cours

Elec045. Choix d'une chaîne retour (*).

On considère le schéma fonctionnel d'un oscillateur avec \underline{H} la fonction de transfert de la chaîne directe et \underline{K} la fonction de transfert de la chaîne de réaction.



On fournit de plus le diagramme de Bode de la chaîne de réaction.



On souhaite réaliser un oscillateur avec, pour la chaîne directe, un montage non-inverseur.

1. Rappeler le schéma d'un montage amplificateur non-inverseur à ALI.
2. Proposer des valeurs numériques pour les résistances du montage non inverseur permettant d'assurer l'oscillation quasi-sinusoidale du système et préciser la fréquence des oscillations f_0 .

Réponses : 2 : $f_0 = 4,0$ kHz, $R_2 \simeq 4,6 R_1$

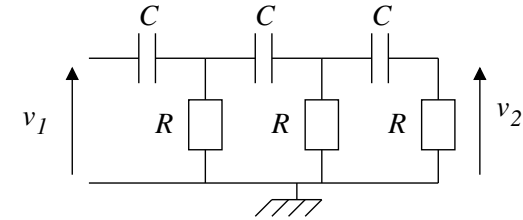
Oscillateurs quasi-sinusoidaux

Elec046. Oscillateur à réseau déphaseur (**).

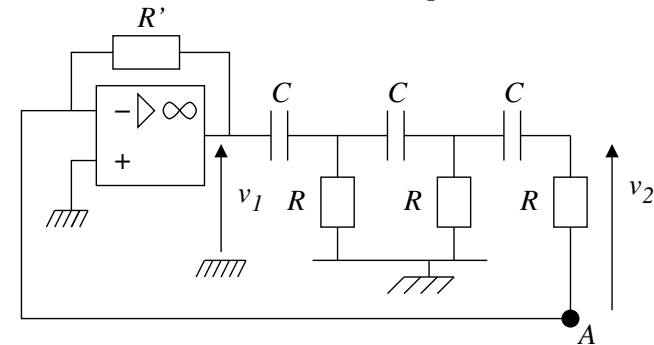
On considère dans un premier temps le réseau déphaseur représenté ci-contre.

On admet que sa fonction de transfert a pour expression :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{(jRC\omega)^3}{1 + 5jRC\omega + 6(jRC\omega)^2 + (jRC\omega)^3}$$



1. Montrer qu'à basse et haute fréquence, la fonction de transfert est compatible avec le comportement attendu pour le filtre.
2. Déterminer le gain et le déphasage du filtre pour la pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$. Calculer $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ pour $C = 1,0$ nF et $R = 1,3$ kΩ.
3. On inclut maintenant ce filtre au sein d'un oscillateur en le couplant avec un amplificateur inverseur selon le montage suivant :



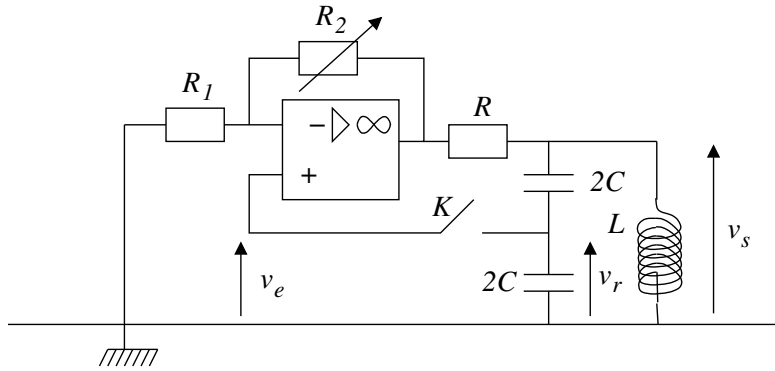
On suppose l'ALI idéal.

- (a) On fait l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire pour l'ALI. Justifier.
- (b) Montrer que le potentiel du point A est nul comme pour le premier montage.
- (c) Pourquoi choisit-on un montage inverseur pour la chaîne de retour ?
- (d) Déterminer la valeur de R' à retenir permettant le fonctionnement de l'oscillateur.

Réponses : 2 : $\underline{H}(\omega_0) = -\frac{1}{29}$, $f_0 = 50$ kHz; 3 : $R' = 29R = 37,7$ kΩ

Elec050. Oscillateur de Colpitts (**)

Dans le montage ci-dessous (oscillateur de Colpitts), l'ALI est idéal et fonctionne en régime linéaire.



1. L'interrupteur K étant ouvert, calculer les fonctions de transfert :

$$\underline{H}_A = \frac{v_s}{v_e} \quad \text{et} \quad \underline{H}_R = \frac{v_r}{v_s}$$

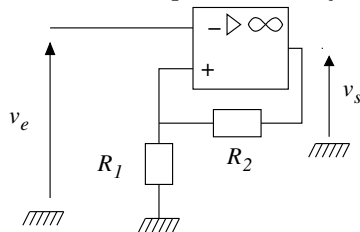
2. On ferme l'interrupteur, pour quelle valeur minimale de R_2 des oscillateurs prennent-elles naissance ?
Quelle est leur pulsation ?
Effectuer le raisonnement à l'aide des fonctions de transfert puis en considérant l'équation différentielle portant sur v_s .

Réponses : 1 : $\underline{H}_R = \frac{1}{2}$, $\underline{H}_A = \frac{v_s}{v_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{R}{jL\omega} + jRC\omega}$; 2 : $R_2 = R_1$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Oscillateur de relaxation

Elec083. Oscillateur astable à rapport cyclique réglable (**)

On considère le montage suivant « comparateur à hystérésis ».

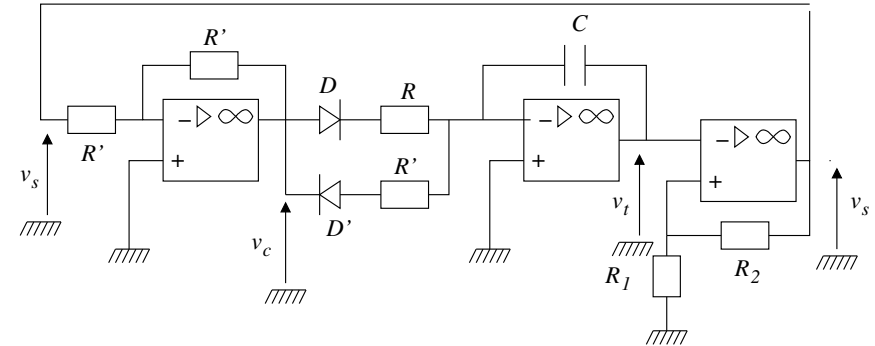


1. Indiquer pour quelle raison il est en fonctionnement non linéaire.
Déterminer l'évolution suivie par v_s en fonction de v_e .

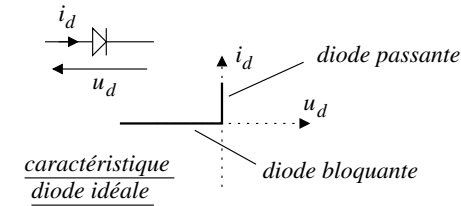
Tracer le cycle d'hystérésis $v_s = f(v_e)$. Expliquer comment on obtient expérimentalement ce cycle à l'oscilloscope.

On pose $V_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$.

Le comparateur à hystérésis est à présent intégré dans le montage ci-dessous.



Les deux diodes D et D' sont supposées idéales et ont donc la caractéristique suivante :

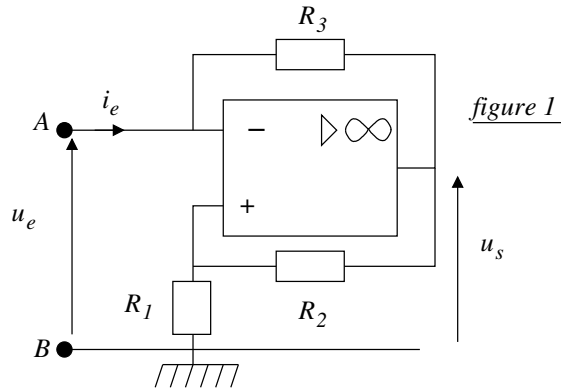


2. Quelle équation différentielle relie v_c et v_t ? Discuter selon la valeur de v_c .
On montrera que, pour $v_c(t)$ positive, D est passante et D' bloquante et inversement pour $v_c(t) < 0$.
3. On suppose qu'à $t = 0$ la sortie du comparateur à hystérésis bascule de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$. En déduire la valeur $v_t(0^+)$.
Trouver la loi $v_t(t)$. À quel instant τ le montage bascule-t-il de nouveau ?
4. Montrer que $v_s(t)$ et $v_t(t)$ sont périodiques de période T_0 à déterminer en fonction de V_0 , V_{sat} , R , R' et C . Montrer que ce montage permet d'obtenir un rapport cyclique α (rapport du durée de la saturation haute sur la période) réglable. Donner sa valeur.
Donner l'allure de $v_s(t)$ et $v_t(t)$ sur le même graphique.

Réponses : 2 : Pour $v_c(t) > 0$, $v_c(t) = -RC \frac{dv_t(t)}{dt}$, pour $v_c(t) < 0$, $v_c(t) = -R'C \frac{dv_t(t)}{dt}$
3 : $\tau = \frac{2R'CV_0}{V_{sat}}$; 4 : $\alpha = \frac{R'}{R + R'}$

Pour aller plus loin

Elec074. Oscillateur à résistance négative (***)



1. Résistance négative.

On étudie le dipôle de la figure 1.

- Dans le cas où l'ALI fonctionne en régime linéaire, déterminer les relations donnant u_e en fonction de i_e , et u_s en fonction de i_e . Montrer que le dipôle (AB) est équivalent à une résistance négative $-R_N$ (avec $R_N > 0$) que l'on exprimera en fonction de R_1 , R_2 et R_3 .
- Dans le cas où l'ALI fonctionne en régime saturé avec $u_s = +V_{sat}$, déterminer la relation donnant u_e en fonction de i_e . Faire de même si $u_s = -V_{sat}$.
- Tracer la caractéristique statique $i_e = f_1(u_e)$ du dipôle de la figure 1.
- On admet qu'on peut remplacer l'équation $i_e = f_1(u_e)$ par l'équation approchée :

$$i_e = f_2(u_e) = \frac{1}{R_N} \times u_e \left(-1 + \left(\frac{u_e}{V_{sat}} \right)^2 \right)$$

Vérifier que cette modélisation est compatible avec les deux conditions suivantes sur $f_1(u_e)$ et $f_2(u_e)$:

- $f_1(u_e)$ et $f_2(u_e)$ doivent être nulles pour les mêmes valeurs de u_e ;
- $f_1(u_e)$ et $f_2(u_e)$ admettent la même tangente en $u_e = 0$.

2. Oscillateur à résistance négative.

La résistance négative est insérée dans le circuit représenté figure 2.

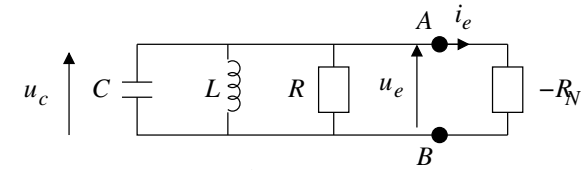


figure 2

- L'ALI fonctionnant en régime linéaire, établir l'équation différentielle vérifiée par $u_c(t)$. En déduire la condition pour que le circuit soit le siège d'oscillations sinusoïdales dont on déterminera la pulsation.
- L'ALI ne fonctionne plus *a priori* en régime linéaire et on admet que la caractéristique du dipôle (AB) est bien représentée par la relation $i_e = f_2(u_e)$.

i. Montrer que l'équation différentielle vérifiée par u_c est de la forme :

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} - \frac{1}{\tau} \left(1 - \left(\frac{u_c}{V_0} \right)^2 \right) \frac{du_c}{dt} + \omega_0^2 u_c = 0$$

Exprimer τ , V_0 et ω_0 .

ii. Analyser qualitativement le fonctionnement du circuit.

3. Bilan de puissance.

On suppose que la tension u_c est quasi-sinusoïdale : $u_c(t) = V_m \cos(\omega_0 t)$

- Exprimer la puissance moyenne dissipée par effet Joule dans la résistance en fonction de V_m et R .
- Exprimer la puissance moyenne instantanée cédée par la résistance négative et en déduire sa valeur moyenne.
- En comparant les deux expressions, déterminer l'amplitude V_m des oscillations en fonction de R , R_N et V_{sat} .

Réponses : 1a : $R_N = \frac{R_1 R_3}{R_2}$; 1b : $u_e = R_3 i_e \pm V_{sat}$

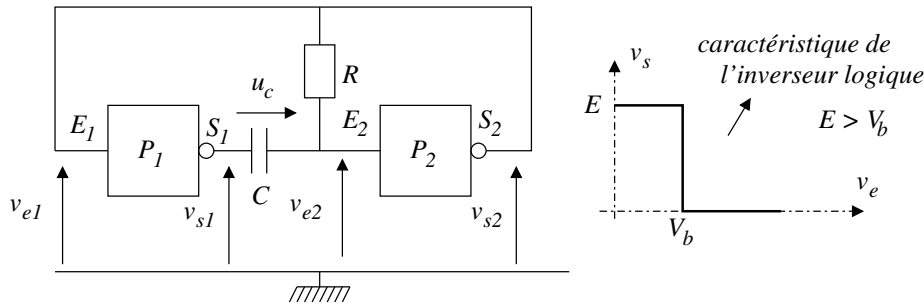
2a : $\frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_N} \right) \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC} u_c = 0$ avec $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; 2b : $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$, $\tau = \frac{C R R_N}{R - R_N}$,

$V_0 = V_{sat} \sqrt{\frac{R - R_N}{3R}}$

3a : $P_R = \frac{V_m^2}{2R}$; 3b - $P_f = \frac{V_m^2}{2R_N} - \frac{3}{8R_N} \frac{V_m^4}{V_{sat}^2}$; 3c - $V_m = V_{sat} \times \sqrt{\frac{4}{3} \frac{(R - R_N)}{R}}$

Elec049. Oscillateurs à porte logique (***)

Le montage ci-dessous représente un oscillateur à relaxation à portes logiques :

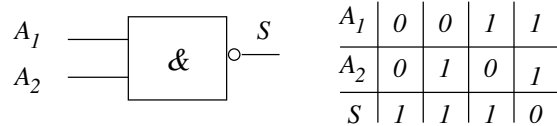


Le montage va osciller en alternant des phases lentes où les deux portes sont dans des états opposés et où le condensateur se charge et se décharge et des phases rapides au cours desquelles les deux portes basculent.

Pour simplifier l'analyse, on suppose que les inverseurs logiques P_1 et P_2 ont des résistances d'entrée infinies et des résistances de sortie nulles.

1. Réalisation de l'inverseur logique :

On rappelle la table de vérité d'une porte NAND (NON-ET) :

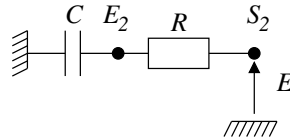


Montrer qu'en reliant les entrées A_1 et A_2 , on réalise la fonction inverseur logique compatible avec la caractéristique proposée sur la première figure.

2. Phase d'initialisation

On considère un état de départ pour lequel le condensateur est déchargé avec $v_{s1} = v_{e2} = 0$ et $v_{s2} = v_{e1} = E$

(a) Montrer que, pendant cette première phase, le système est équivalent au montage suivant :



(b) En déduire que, pendant cette phase initiale :

$$u_c(t) = E(1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{avec} \quad \tau = RC$$

(c) Cette première phase prend fin avec le basculement des portes supposé quasi-instantané.

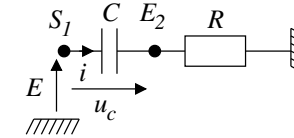
Déterminer la tension u_c à l'instant du basculement.

3. Première phase : décharge du condensateur

On considère l'instant de basculement comme nouvelle origine des temps.

(a) Pour $t = 0^+$, déterminer u_c , v_{e1} , v_{e2} , v_{s1} , et v_{s2} .

(b) Montrer que dans cette première phase, le système se ramène au montage ci-dessous :



(c) En déduire que durant cette phase :

$$u_c(t) = -E + (E + V_B)e^{-t/\tau} \quad \text{et} \quad v_{e2}(t) = (E + V_B)e^{-t/\tau}$$

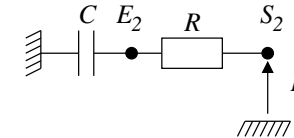
(d) Déterminer l'instant t_1 pour lequel cette phase prend fin.

4. Seconde phase : charge du condensateur

On considère à nouveau l'instant de basculement comme nouvelle origine des temps.

(a) Pour $t = 0^+$, déterminer u_c , v_{e1} , v_{e2} , v_{s1} , et v_{s2} .

(b) Montrer que, dans cette seconde phase, le système se ramène au montage ci-dessous :



(c) En déduire que durant cette phase :

$$u_c(t) = E + (V_B - 2E)e^{-t/\tau} \quad \text{et} \quad v_{e2}(t) = E + (V_B - 2E)e^{-t/\tau}$$

(d) Déterminer l'instant t_2 pour lequel cette phase prend fin.

5. Montrer que l'on obtient bien un système oscillant de période T :

$$T = RC \ln \left(\frac{2E - V_B}{E - V_B} \times \frac{E + V_B}{V_B} \right)$$

6. Représenter les chronogrammes de v_{s1} , v_{s2} , v_{e2} et u_c pour $V_b = E/2$.

Réponses : 2c - $u_c = V_b$; 3a - $v_{s2} = 0$, $v_{e1} = 0$, $v_{s1} = E$, $u_c(0^+) = u_c(0^-) = V_b$, $v_{e2}(0^+) = E + V_b$

3d - $t_1 = \tau \ln \left(\frac{E + V_b}{V_b} \right)$

4d - $t_2 = \tau \ln \left(\frac{2E - V_b}{E - V_b} \right)$