

Corrigé oscilateurs électroniques banque PT 2021

1. ALi idéal :
- impédance d'entrée infinie $\rightarrow i_+ = 0$ et $i_- = 0$
 - impédance de sortie nulle $\rightarrow$ pas de perte de tension
 - gain différentiel μ_o infini
 - tension d'offset nulle.

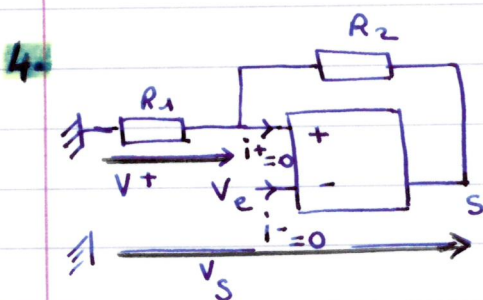
ALi réel :

- impédance d'entrée élevée : $1\text{M}\Omega \text{ à } 10\text{M}\Omega$
- impédance de sortie très petite : $\approx 10\Omega \text{ à } 100\Omega$
- gain différentiel élevé $\mu_o \approx 10^5 \text{ à } 10^6$
- tension d'offset $\approx$ quelques mV
- i_+ et i_- très petits : quelques nA à μA .
- $\mu_o \times \Delta f = 1\text{MHz} \text{ à } 10\text{MHz}$ (produit gain $\times$ bande passante)

2. voir ci-dessous.

A.1. Comparateur à hystérésis.

3. Le circuit V_o est un comparateur à hystérésis (bascule de Schmitt).
Le comparateur compare la tension d'entrée V_e à une tension de référence V^+ qui dépend de V_s . Selon que V_e est supérieure ou inférieure à V^+ , la sortie V_s bascule entre deux niveaux $\pm V_{\text{sat.}}$ ($\pm$ tension de saturation de l'ALi).



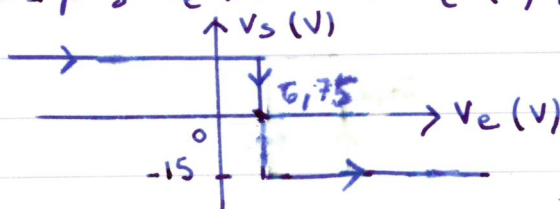
L'ALi étant idéal $i_+ = 0$ et $i_- = 0$; on peut alors appliquer la relation du pont diviseur de tension.

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = \beta V_s$$

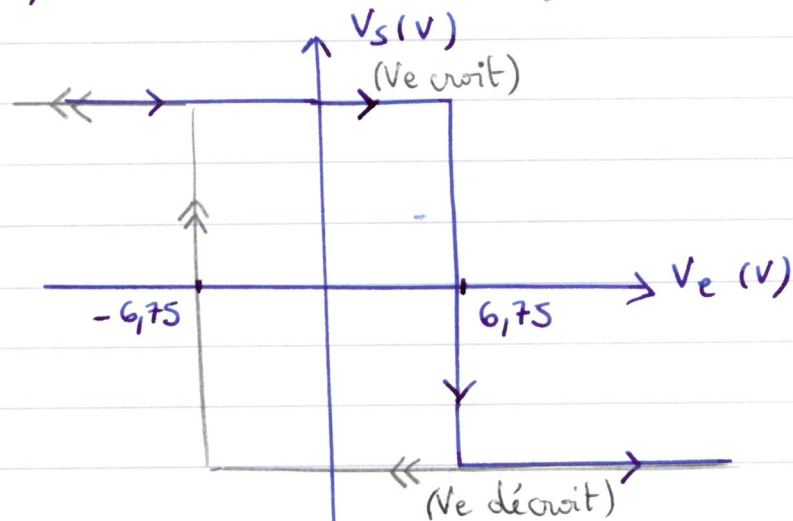
A.N. : $V^+ = \frac{1,8}{1,8 + 3,2} V_s = 0,45 V_s$

$$V^+ = 0,45 V_s$$

5. La tension V_e croit de -15V à $+15\text{V}$; elle reste égale à V_{sat} tant que $\varepsilon = \beta V_s - V_e > 0$ soit $V_e < 0,45 \times (15)$ ou encore $V_e < 6,75\text{V}$



6. La tension V_e décroît ; $V_s = -15V$ tant que $E < 0$ soit $V_e > 0,45 \times (-15)$ ou encore $V_e > -6,75V$



7. C'est un cycle typique du phénomène d'hystérésis car les points de basculement ($-6,75V$ et $6,75V$) sont différents selon le sens d'évolution de V_e (croissant ou décroissant). Le montage garde la mémoire de ce qu'il s'est passé avant. Ce montage permet d'éviter les oscillations indésirables près du point de basculement (zone $\leftrightarrow$ épaisseur du cycle), le circuit ne change pas d'état immédiatement.

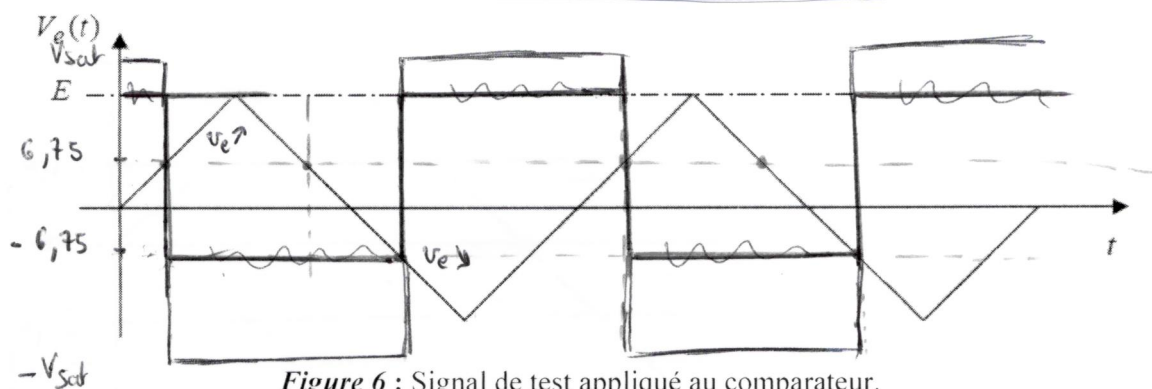


Figure 6 : Signal de test appliqué au comparateur.

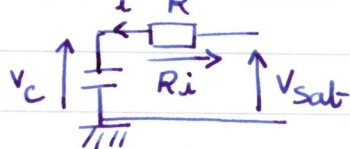
A.11 Application du circuit comparateur: oscillateur de relaxation.

9. $V_C(t=0) = 0$ condensateur déchargé.

$V_0(t=0) = +V_{sat} \Rightarrow$ le condensateur va se charger à travers la résistance R .

Loi des mailles:

($i^- = 0$)



$$V_C + Ri - V_{sat} = 0$$

$$\text{or } i = C \frac{dV_C}{dt}$$

$$V_C + RC \frac{dV_C}{dt} = V_{sat}$$

forme canonique:

$$\frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{RC} = \frac{V_{sat}}{RC}$$

10. Solution de l'eq. diff. du 1^{er} ordre à coeff. constants et avec un 2nd membre constant.

$$V_C(t) = \underset{\substack{\uparrow \\ SP}}{V_{sat}} + \underset{\substack{\uparrow \\ SH}}{K} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

À $t=0$ $V_C = V_{sat} + K = 0$ d'où $K = -V_{sat}$

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

Instant t_1 de fin de cette phase. La phase de charge s'arrête lorsque $V_C = 6,75V = V_{bh}$ (tension de basculement haut)

$$V_{bh} = V_{sat} \left(1 - \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)\right)$$

$$V_{sat} \exp\left(\frac{t_1}{RC}\right) = V_{sat} - V_{bh}$$

$$-t_1 = RC \ln\left(\frac{V_{sat} - V_{bh}}{V_{sat}}\right)$$

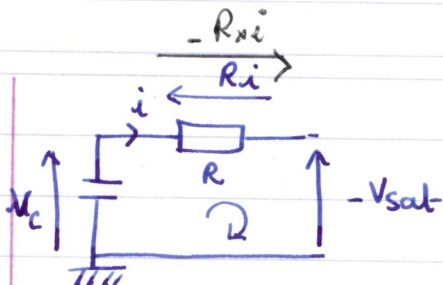
$$V_{bh} = \beta V_{sat}$$

$$t_1 = -RC \ln\left(1 - \frac{V_{bh}}{V_{sat}}\right) = -\tau \ln(1 - \beta)$$

11.

Lorsque $V_C = V_{bh}$ $V_S = -V_{sat}$ et le condensateur commence à se décharger à travers R (décroissance exponentielle de V_C)

12.



$$i = -C \frac{dV_c}{dt}$$

Loi des mailles:

$$V_c - Ri + V_{sat} = 0$$

$$V_c - R \left(-C \frac{dV_c}{dt} \right) = -V_{sat}$$

forme canonique:

$$\frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{RC} = -\frac{V_{sat}}{RC}$$

13.

Solution de l'eq. diff.

$$V_c(t) = -V_{sat} + K' \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

$$V_c(t_1) = V_{bh}$$

$$V_{bh} = -V_{sat} + K' \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)$$

$$K' = \frac{V_{bh} + V_{sat}}{\exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)}$$

$$V_c(t) = -V_{sat} + (V_{bh} + V_{sat}) \exp\left(-\frac{(t-t_1)}{RC}\right)$$

L'instant t_2 correspond au basculement de $-V_{sat}$ vers V_{sat} qui a lieu pour $V_c(t_2) = V_{bb}$ ($V_{bb} = -V_{bh}$).

$$V_{bb} = -V_{sat} + (V_{bh} + V_{sat}) \exp\left(-\frac{(t_2-t_1)}{RC}\right)$$

$$\begin{cases} V_{bh} = \beta V_{sat} \\ V_{bb} = -\beta V_{sat} \end{cases}$$

$$\ln\left(\frac{V_{bb} + V_{sat}}{V_{bh} + V_{sat}}\right) = -\frac{(t_2-t_1)}{RC} = \ln\left(\frac{-\beta+1}{\beta+1}\right)$$

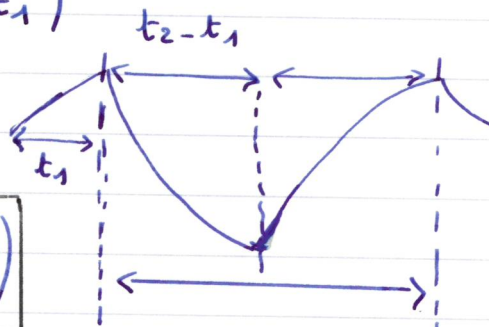
$$t_2 = -RC \ln\left(\frac{V_{bb} + V_{sat}}{V_{bh} + V_{sat}}\right) + t_1$$

14

Période:

$$t_2 = \tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) + t_1$$

$$T = 2 \times (t_2 - t_1)$$



$$T = 2 \tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$$

15. Voie C_1 $V_{sat} = 4,5 \times 3 = 13,5 V$

Rapport $\frac{R_2}{R_1}$ $V_{bh} = 2,2 \times 3 = 6,6 V$

$$V_{bh} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{sat} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \times V_{sat}$$

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) 6,6 = 13,5 \Rightarrow \boxed{R_2 \approx R_1 \quad \left(\frac{R_2}{R_1} \approx 1\right)}$$

$$T = 2\tau \ln \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right) \approx 2\tau \ln \left(\frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} \right)$$

$$T = 2\tau \ln \left(\frac{1,5}{0,5} \right) = 2\tau \ln(3)$$

$$L \approx \ln(2,72) = 1$$

$$2\tau = T$$

$$T = 6 \times 4 = 24 \mu s$$

$$\boxed{\tau = 12 \mu s}$$

16. Limites de fonctionnement de l'oscillateur.

Vitesse de balayage: elle limite la rapidité de variations de $V_s(t)$. (qqes $V/\mu s$)

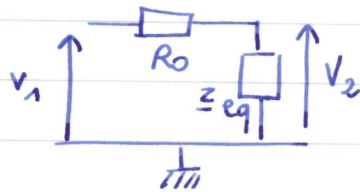
la bande passante de l'ALI: elle diminue la précision de la commutation. ($\approx 100 kHz$).

17. Ces limitations sont visibles au moment des transitions; on note des arrondis.

B. Oscillateur quasi-sinusoïdal.

B.1 Étude du filtre.

18. $Z_{eq} = ?$ Association // : $\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{R} + jC\omega = \frac{1}{R} + j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)$



P.d.T. : $\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{eq}}{R_0 + Z_{eq}}$

Astuce $\Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{Z_{eq}}} = \frac{1}{1 + R_0 \left(\frac{1}{R} + j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right) \right)}$

$$H = \frac{1}{\frac{R+R_0}{R} + j\left(R_0C\omega - \frac{R_0}{L\omega}\right)} = \frac{\frac{R}{R+R_0}}{1 + j\frac{R}{R+R_0} \left(R_0C\omega - \frac{R_0}{L\omega} \right)}$$

$H_0 = \frac{R}{R+R_0}$ et $Q_F x = \frac{RR_0}{R+R_0} \times C\omega$ $\frac{Q_F}{x} = \frac{RR_0}{R+R_0} \times \frac{1}{L\omega}$

$Q_F = \frac{RR_0}{R+R_0} \times C\omega_0$ $Q_F = \frac{RR_0}{R+R_0} \times \frac{1}{L\omega_0}$

$C\omega_0 = \frac{1}{L\omega_0} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q_F = \frac{RR_0}{R+R_0} \times \sqrt{\frac{C}{L}}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

19. $xj\omega \leftrightarrow$ dérivée 1ère
 $x(-\omega^2) \leftrightarrow$ dérivée 2nde

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{H_0}{1 + jQ_F\left(x - \frac{1}{x}\right)}$$

$$V_2 \times \left(1 + jQ_F x - j\frac{Q_F}{x}\right) = H_0 V_1$$

$$V_2 \times \left(1 + jQ_F \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{Q_F \omega_0}{j\omega}\right) = H_0 V_1$$

on multiplie tout par $j\omega$.

$$j\omega V_2 + j\omega V_2 \times j\omega \frac{Q_F}{\omega_0} + V_2 Q_F \omega_0 = j\omega H_0 V_1$$

$$j\omega V_2 - \frac{\omega^2 Q_F}{\omega_0} V_2 + Q_F \omega_0 V_2 = H_0 j\omega V_1$$



$$\frac{dV_2}{dt} + \frac{Q_F}{\omega_0} \frac{d^2 V_2}{dt^2} + Q_F \omega_0 V_2 = H_0 \frac{dV_1}{dt}$$

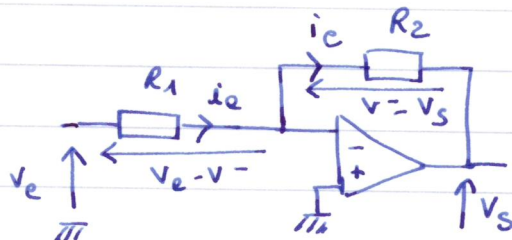
Ce qui donne sous forme canonique:

$$\frac{d^2 v_2}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q_F} \frac{dv_2}{dt} + \omega_0^2 v_2 = \frac{H_0 \omega_0}{Q_F} \times \frac{dv_1}{dt}$$

Étude de l'amplificateur.

B2 ALI idéal d'où $i^+ = 0$ $i^- = 0$

20



Fonctionnement linéaire car
retroaction sur E^- .

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

$$V^+ = 0 \text{ et } \varepsilon = 0 \Rightarrow V_- = 0$$

D'après le loi des noeuds en termes de potentiels:

$$\frac{V_e - V^-}{R_1} - \frac{V^- - V_s}{R_2} = i^- = 0$$

$$A_1 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0$$

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e \quad \text{Montage 1 (ampli inverseur)}$$

De même pour le montage 2.

$$\varepsilon = 0 \Rightarrow V^+ = V^- \text{ avec } V^+ = V_e \text{ et } V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \text{ PdT}$$

$$A_2 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times V_e$$

$$\text{Montage 2 (ampli non inv.)}$$

21

Impédances d'entrée.

L'impédance d'entrée d'un ALI idéal seul est infinie mais lorsqu'il est connecté à des composants externes cela dépend de la forme du circuit externe.

Montage 1: $V_+ = V_- = 0$ $i_e = \frac{V_e - V^-}{R_1} = \frac{V_e}{R_1} \Rightarrow R_1$ est la résistance d'entrée.

Montage 2: $V^+ = V_e$ donc la résistance d'entrée est celle de l'ALI. Elle est très grande $\approx M\Omega$ voire $G\Omega$.

Elle tend vers l'infini dans le cas de l'ALI idéal.

C'est pour cela que le montage 2 est préférable.

Ainsi le signal fourni par le filtre ne sera pas perturbé.

22 Cas 1

$$H_{FA} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{H_0}{1+jQ_F(x-\frac{1}{x})}$$

$$H_1 = -\frac{R_2}{R_0} H_0$$

$$Q = Q_F$$

Cas 2

$$H_{FA} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \times \frac{H_0}{1+jQ_F(x-\frac{1}{x})}$$

$$H_1 = \frac{R_1+R_2}{R_1} H_0$$

$$Q = Q_F$$

B3

Etude des oscillations

23

K fermé $\Rightarrow v_1 = v_3$ (entrée du filtre R//L//C = sortie de l'amplificateur)

$$v_3 = v_1 = R_0 i + v_2 \Rightarrow i = \frac{v_3 - v_2}{R_0}$$

$$v_2 = u_C = u_R = u_L \text{ d'où } v_2 = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \begin{cases} i_L = \frac{1}{L} \int v_2 dt \\ i_C = C \frac{dv_2}{dt} \\ i_R = \frac{v_2}{R} \end{cases}$$

Loi des nœuds: $i = i_L + i_C + i_R$

$v_3 = H_1 v_2$ d'après le montage 1 ($H_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$) amplificateur non inverseur.

On exprime tout en fonction de v_3

$$i = \frac{1}{R_0} \times \left(1 - \frac{1}{H_1}\right) v_3 ; i_L = \frac{1}{L H_1} \times \int v_3 dt ; i_C = \frac{C}{H_1} \frac{dv_3}{dt} ; i_R = \frac{v_3}{R H_1}$$

$$\frac{1}{R_0} \left(1 - \frac{1}{H_1}\right) v_3 = \frac{1}{L H_1} \int v_3 dt + \frac{C}{H_1} \frac{dv_3}{dt} + \frac{v_3}{R H_1}$$

$$+ \frac{1}{R_0} \times (H_1 - 1) v_3 = \frac{1}{L} \int v_3 dt + C \frac{dv_3}{dt} + \frac{v_3}{R}$$

On dérive pour éliminer l'intégrale et on arrange un peu.

$$C \frac{d^2 v_3}{dt^2} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0} - \frac{H_1}{R_0}\right) \frac{dv_3}{dt} + \frac{1}{L} v_3 = 0$$

$$\frac{d^2 v_3}{dt^2} + \frac{1}{RC} \times \left(\frac{R+R_0}{R} - H_1\right) \frac{dv_3}{dt} + \frac{v_3}{LC} = 0$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{1}{RC} \times \left(\frac{R+R_0}{R} - H_1\right)}$$

gain max: H_1

- 24 Pour que des oscillations pseudo-périodiques croissantes apparaissent, il faut que le système soit instable. Cela se produit si le terme devant $\frac{d\tilde{v}_3}{dt}$ est négatif

$$\text{soit } \underbrace{\frac{1}{R_0 C}}_{>0} \times \underbrace{\left(\frac{R+R_0}{R} - H_1 \right)}_{<0} < 0 \Rightarrow \boxed{H_1 > \frac{R+R_0}{R}}$$

- 25 Pendant la phase de démarrage, les oscillations se produisent à une fréquence proche de la pulsation propre du circuit.

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- 26 La fréquence des oscillations correspond à la fréquence propre du circuit uniquement si l'amortissement est faible. (facteur de qualité élevé) $\Rightarrow \frac{R+R_0}{R} - H_1 \simeq 0$

$$\text{soit } H_1 \simeq \frac{R+R_0}{R}$$

En pratique H_1 doit être légèrement supérieur à $\frac{R+R_0}{R}$, mais sans trop dépasser cette valeur (sinon la fréquence des oscillations est modifiée).