

TD = Rétroaction

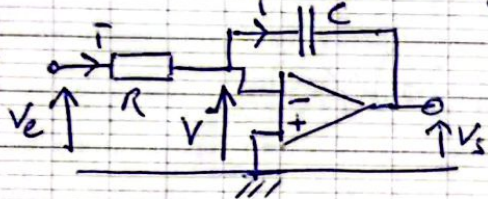
1. Divers montages

1.1. Montage intégrateur

1.1.1. Montage idéal

1. Boucle de rétroaction négative $\Rightarrow$ régime linéaire

2.



$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ linéaire} \Rightarrow \varepsilon = 0 \Rightarrow V^- = V^+ \\ \bullet V^+ = 0 \\ \bullet i = \frac{V_e - V^-}{R} = \frac{V^- - V_s}{1/j\omega C} \end{array} \right.$$

$$\text{donc } \frac{V_e}{R} = -j\omega C V_s$$

$$\text{donc } \underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

$$\underline{3.} \text{ montage intégrateur } \Leftrightarrow V_s(t) = k \times \int_{t_0}^t v_e(t') dt'$$

$$\Leftrightarrow \frac{dV_s(t)}{dt} = k \times v_e(t)$$

$$\Leftrightarrow j\omega \underline{V_s} = k \times \underline{V_e}$$

$$\Leftrightarrow \underline{H} = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \frac{k}{j\omega}$$

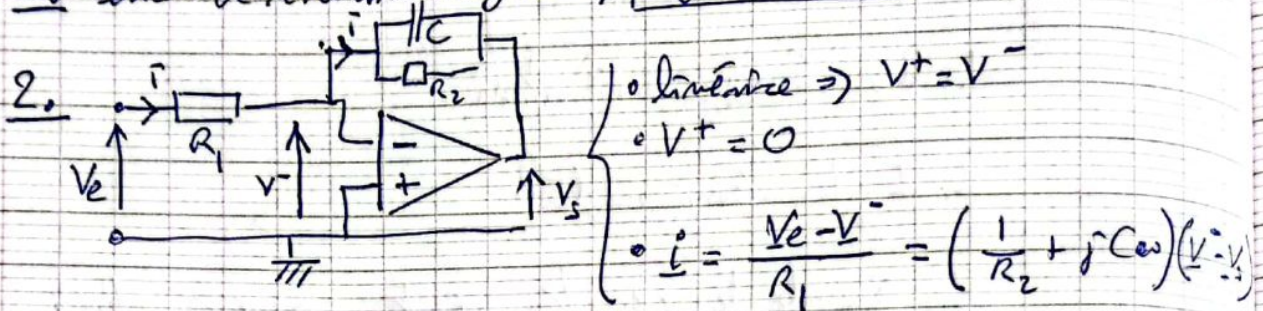
Ce qui est le cas avec $k = -1/RC$.

$$\underline{4.} \text{ Ici } i_e = i \text{ sur le schéma, d'où } z_e = \frac{V_e}{i} \text{ or } i = \frac{V_e}{R}$$

donc $\boxed{Z_c = R}$

1. 1. 2. Variante du montage idéal

1. boucle de rétroaction négative $\Rightarrow$ régime linéaire



donc $\frac{V_e}{R_1} = - \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C \right) V_s$

donc $\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{\frac{R_1}{R_2} + j\omega R_1 C}$

$$\underline{H} = \frac{-R_2/R_1}{1 + j\omega R_2 C}$$

3. $\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{\frac{R_1}{R_2} + j\omega R_1 C} \Rightarrow \left(\frac{R_1}{R_2} + j\omega R_1 C \right) V_s = -V_e$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_2} V_s(t) + R_1 C \frac{dV_s}{dt} = -V_e(t)$$

4. Pour le montage idéal $G = |\underline{H}| = \frac{1}{R_2 \omega} \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} +\infty$ donc le gain

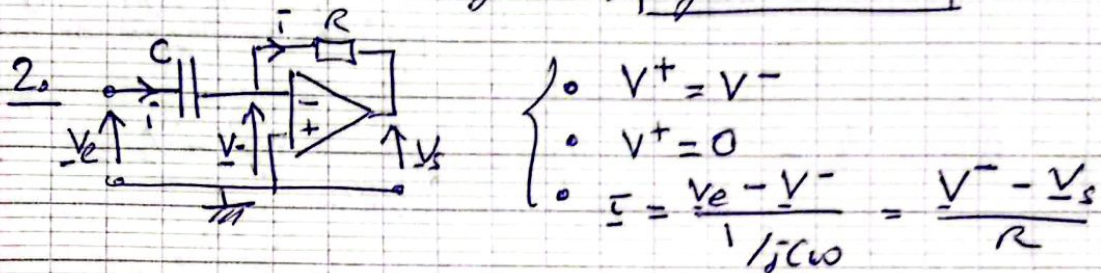
diverge pour les signaux continus. Ainsi la moindre tension de décalage provoque la saturation de l'A.I.

Pour le montage 1.1.2., si $\omega \ll \frac{1}{R_2 C}$ alors $\underline{H} \approx -\frac{R_2}{R_1}$

et si $\omega \gg \frac{1}{R_1 C}$ alors $H \approx \frac{-1}{j\omega R_1 C}$. Ainsi on retrouve un comportement intégrateur dans une bande de pulsation $\left[\frac{1}{R_1 C}; +\infty \right[$ sans divergence du gain à basse fréquence.

1.2. Montage dérivateur

1. boucle de rétroaction négative $\Rightarrow$ système linéaire



$$\text{d'où } j\omega C (V_e - 0) = - \frac{V_s}{R}$$

$$\boxed{H = \frac{V_s}{V_e} = -j\omega RC}$$

3. montage dérivateur $\Leftrightarrow V_s(t) = k \frac{dV_e}{dt}$

$$\Leftrightarrow V_s = k \times j\omega V_e$$

$$\Leftrightarrow \boxed{H = k \times j\omega}$$

Ce qui est le cas pour $k = -RC$.

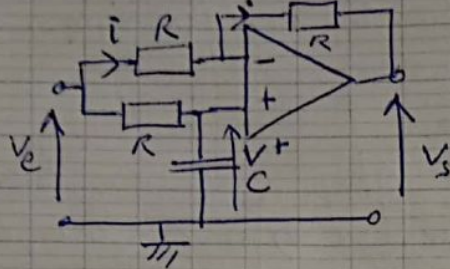
4. Ici on remarque que $i_e = i$ or $i = \frac{V_e}{1/j\omega C}$

$$\text{donc } \boxed{Z_e = \frac{V_e}{i_e} = j\omega C}$$

1.3. Montage déphaseur

1. bande de rétroaction négative $\Rightarrow$ linéaire

2.



$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet V^+ = V^- \\ \bullet V^+ = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} V_e \\ \bullet i = \frac{V_e - V^-}{R} = \frac{V^- - V_s}{R} \end{array} \right.$$

$$\text{d'où } V_s - \frac{1}{1+jRC\omega} V_e = \frac{1}{1+jRC\omega} V_e - V_s$$

$$\text{d'où } \underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2}{1+jRC\omega} - 1$$

$$\text{d'où } \boxed{\underline{H} = \frac{1-jRC\omega}{1+jRC\omega}}$$

$$3. \frac{V_s}{V_e} = \frac{1-jRC\omega}{1+jRC\omega} \Rightarrow \underline{V_s} + jRC\omega \underline{V_s} = \underline{V_e} - jRC\omega \underline{V_e}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_s(t) + RC \frac{dV_s}{dt} = V_e(t) - RC \frac{dV_e}{dt}}$$

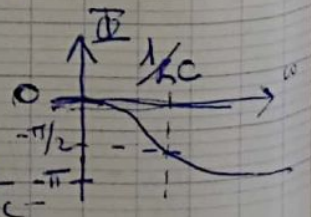
$$4. G = |\underline{H}| = \frac{|1-jRC\omega|}{|1+jRC\omega|} = \frac{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}} = 1$$

Le gain vaut 1 quelque soit la pulsation $\Rightarrow$ passif

$$\Phi = \arg(\underline{H}) = \arg(1-jRC\omega) - \arg(1+jRC\omega)$$

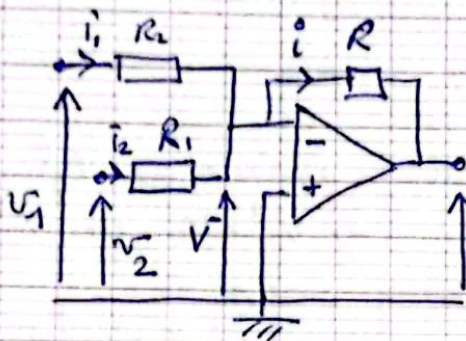
$$\Phi = -2 \arctan(RC\omega)$$

La phase passe de 0 à $-\pi$ selon $\omega < 1/RC$ ou $\omega \gg 1/RC$



1.4. Montage sommateur

1.



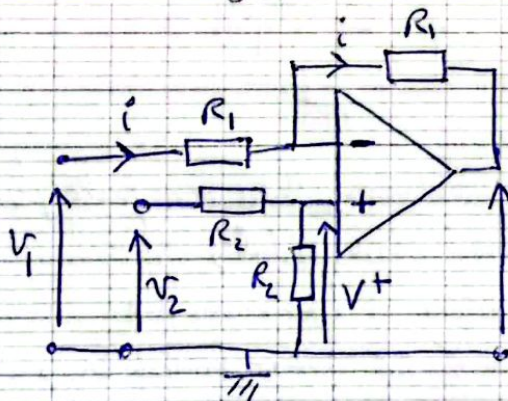
- linéaire $\Rightarrow V^+ = V^-$
- $V^+ = 0$
- $i = i_1 + i_2$
- $i = \frac{V^- - v_S}{R}$
- $i_1 = \frac{v_1 - V^-}{R_2}$
- $i_2 = \frac{v_2 - V^-}{R_1}$

$$\text{donc } -\frac{v_S}{R} = \frac{v_1}{R_2} + \frac{v_2}{R_1}$$

$$\text{donc } \boxed{v_S = -\frac{R}{R_1 R_2} (R_1 v_1 + R_2 v_2)}$$

1.5. Montage soustracteur

1.



- linéaire $V^- = V^+$
- $V^+ = \frac{R_2}{R_2 + R_2} v_2 = \frac{1}{2} v_2$
- $i = \frac{v_1 - V^-}{R_1} = \frac{v_1 - v_S}{R_1}$

$$\text{donc } v_1 - \frac{1}{2} v_2 = \frac{1}{2} v_2 - v_S$$

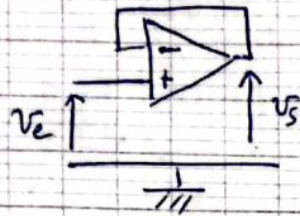
$$\text{donc } \boxed{v_S = v_2 - v_1}$$

2. Propriétés de montage en régime linéaire

2.1. Montage universel

2.1.1. Modèle idéal

1.



régime linéaire ⊕ idéal

$$\Rightarrow V^+ = V^- \text{ or } V^+ = v_e \text{ et } V^- = v_s$$

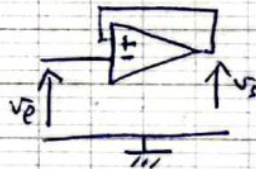
$$\text{donc } \boxed{v_s = v_e}$$

2. avoir une impédance d'entrée infinie car $i^+ \rightarrow 0$ et $i^- \rightarrow 0$

avoir une impédance de sortie nulle car $r_{s,ALI} \text{ idéal} = 0$

* 2.1.2. Quelques limites du modèle de l'ALI linéaire du 1^{er} ordre

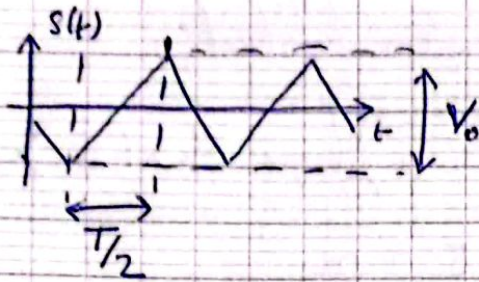
1. ALI est saturé $\Rightarrow$ il a probablement fait une boucle de rétroaction positive
 $\Rightarrow$ il a inversé les bornes "+" et "-" de l'ALI



2. (a) Le spectre d'un signal triangulaire comporte plus d'harmoniques que celui d'un signal sinusoïdal, donc il y a génération d'harmonique donc le comportement est non-linéaire.

(b) La même règle-carte est de 5V donc il ne s'agit pas d'une saturation en tension.

Pour contre la fréquence est de 1,2 MHz ce qui est élevée $\Rightarrow$ la vitesse de balayage de l'ALI (slew-rate) n'est pas suffisante pour qu'il suive l'entrée.



La vitesse de balayage est de

$$\sigma = \frac{V_0}{T/2} = 2 \frac{V_0}{T} = 2fV_0$$

avec $f = 1,2 \times 10^6 \text{ Hz}$ et $V_0 = 5V$

donc $\boxed{\sigma = 1,2 \times 10^7 \text{ V.s}^{-1}}$

C'est un ALI rapide.

Pour un signal non déformé on doit avoir $2 \frac{V_0}{T_{\min}} \ll \sigma$ avec $V_0 = 20V$
l'amplitude
c'est-à-dire d'autre

donc $2V_0 \times f_{\max} \ll \sigma$

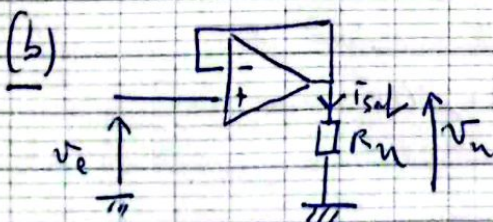
donc $f_{\max} \ll \frac{\sigma}{2V_0}$

$\boxed{f_{\max} \ll 0,3 \text{ MHz}}$

3. (a) Le spectre du signal comporte plus d'harmonique que celui d'un signal sinusoïdal
donc il y a génération d'harmonique,
donc le comportement est non-linéaire.

Le signal $+2,5V/-2V$ est bien inférieur à $\pm V_{\text{sat}} \approx \pm 15V$
donc ce n'est pas une saturation en tension.

Il y a une charge faible $R_n = 100 \Omega$ en sortie, donc cela peut être une saturation en courant de sortie.



$v_n = +2,5V \text{ ou } -2V$

$i_{\text{sat}} = \frac{v_n}{R_n}$ avec $R_n = 100 \Omega$

donc $\boxed{i_{\text{sat}} = 25 \text{ mA ou } -20 \text{ mA}}$

C'est l'ordre de grandeur habituel.

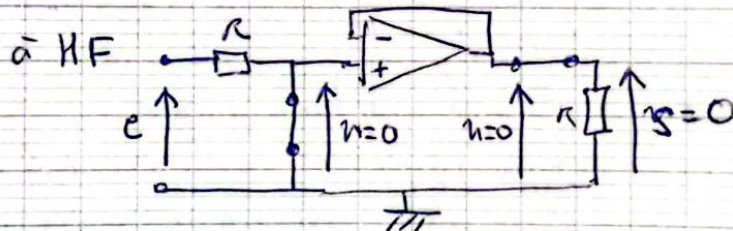
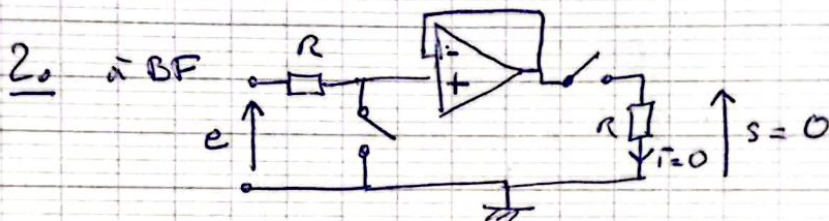
Alimentation : alimentation R_u tel que $R_u \times i_{sat} > 10V$

soit $R_u > 500 \Omega$

... on utilise une source de courant...

* 2.1.3. Association en cascade = synthèse d'un filtre

1. Il a une impédance d'entrée infinie et de sortie nulle avec une entrée égale à la sortie. Il permet donc de mettre en cascade les filtres indépendamment l'un de l'autre.



il s'agit d'un filtre passé-bande

3.

$$\underline{H} = \frac{s}{e} = \frac{s}{u} \times \frac{u}{e} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \times \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

donc $\underline{H} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \times \frac{1}{1 + jRC\omega}$

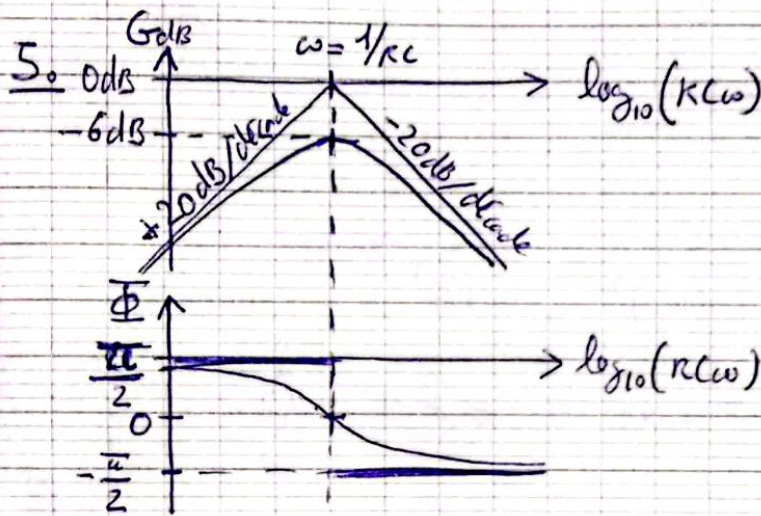
donc $\underline{H} = \frac{jRC\omega}{(1 + jRC\omega)^2}$

à BF: $\omega \rightarrow 0$ d'où $\underline{H} \rightarrow 0$

à HF: $\omega \rightarrow +\infty$ d'où $\underline{H} \sim \frac{jRC\omega}{(jRC\omega)^2} \sim \frac{1}{jRC\omega} \rightarrow 0$

4. from $\left[\omega \ll \frac{1}{RC} \right]$, $\underline{H} \sim \frac{jRC\omega}{1^2} \sim jRC\omega$ donc dérivé

from $\left[\omega \gg \frac{1}{RC} \right]$, $\underline{H} \sim \frac{jRC\omega}{(jRC\omega)^2} \sim \frac{1}{jRC\omega}$ donc intégrer



6. $G = |\underline{H}| = \frac{RC\omega}{1 + (RC\omega)^2} = \frac{1}{\frac{1}{RC\omega} + RC\omega}$

$G_{\text{maximum}} \Rightarrow \frac{1}{RC\omega} + RC\omega \text{ minimum} \Rightarrow \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{RC\omega} + RC\omega \right) = 0$

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

donc $G_{\text{max}} = G\left(\omega = \frac{1}{RC}\right) = \frac{1}{1 + 1} = \frac{1}{2}$

donc $G_{\text{dB max}} = -6 \text{ dB}$

Les bande passante $\Delta\omega = \omega_+ - \omega_-$ est donnée par $G(\omega_{\pm}) = \frac{G_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$

$$\text{donc } \frac{RC \omega_{\pm}}{1 + (RC \omega_{\pm})^2} = \frac{1}{2\sqrt{2}}$$

$$\text{donc } (RC \omega_{\pm})^2 - 2\sqrt{2} RC \omega_{\pm} + 1 = 0$$

$$\Delta = 8 - 4 = 4$$

$$RC \omega_{\pm} = \frac{2\sqrt{2} \pm \sqrt{4}}{2} = \sqrt{2} \pm 1$$

$$\text{donc } \omega_{+} = \frac{\sqrt{2} + 1}{RC} \quad \text{et } \omega_{-} = \frac{\sqrt{2} - 1}{RC}$$

$$\text{donc } \boxed{\Delta \omega = \frac{2}{RC}} \quad \text{bande passante}$$

$$\text{et } Q = \frac{\omega_0}{\Delta \omega} = \frac{1}{RC} \times \frac{RC}{2}$$

$$\text{donc } \boxed{Q = \frac{1}{2}}$$

$$7. \quad \underline{H} = \frac{jRC\omega}{(1+jRC\omega)^2} \rightarrow (1 + 2jRC\omega + (RC\omega)^2) \underline{s} = jRC\omega \underline{e}$$

$$\Rightarrow \left[(RC)^2 \frac{d^2 s}{dt^2} + 2RC \frac{ds}{dt} + s = RC \frac{de}{dt} \right]$$

$$\text{ou} \quad \frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 s}{dt^2} + \frac{1}{Q\omega_0} \frac{ds}{dt} + s = G_0 \times \frac{1}{Q\omega_0} \frac{de}{dt}$$

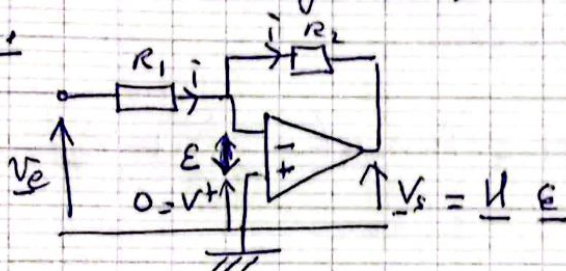
$$\text{donc} \quad \left[\omega_0 = \frac{1}{RC}, Q = \frac{1}{2} \text{ et } G_0 = \frac{1}{2} \right]$$

2.2. Amplificateur inverseur

2.2.1. Gain et bande passante de l'amplificateur inverseur

1. rétroaction négative $\Rightarrow$ linéaire.

2.



⚠ ici on prend en compte le module du 1^{er} ordre de l'ALI

$$\bullet \quad \epsilon = V^+ - V^- \quad \text{or } V^+ = 0 \text{ donc } \epsilon = -V^-$$

$$\bullet \quad \underline{v_s} = \underline{H} \underline{\epsilon} \quad \text{donc} \quad \underline{v_s} = -\underline{H} \underline{V^-}$$

$$\bullet \quad \underline{i} = \frac{\underline{v_e} - \underline{V^-}}{R_1} = \frac{\underline{V^-} - \underline{v_s}}{R_2}$$

$$\text{donc} \quad \frac{\underline{v_e}}{R_1} + \frac{\underline{v_s}}{R_1 \underline{H}} = -\frac{\underline{v_s}}{R_2 \underline{H}} - \frac{\underline{v_s}}{R_2}$$

$$\text{donc} \quad \frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = -\frac{1/R_1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2 \underline{H}} + \frac{1}{R_1 \underline{H}}} = \frac{-1/R_1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2 H_0} + \frac{1}{R_1 H_0} + \left(\frac{1}{R_1 H_0} + \frac{1}{R_1 H_0}\right) j\omega}$$

$$\text{donc} \quad \frac{\underline{v_s}}{\underline{v_e}} = \frac{G_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{des la forme d'un perso-1^{er} du premier ordre} \Rightarrow \underline{\text{stable}}$$

$$3. \quad \frac{v_s}{v_e} = \frac{-R_2/R_1}{\left(1 + \frac{1}{H_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) j \frac{\omega}{H_0 \omega_0}}$$

$$\text{donc } \frac{1 + R_2/R_1}{H_0 \omega_0} \frac{dv_s}{dt} + \left(1 + \frac{1 + R_2/R_1}{H_0}\right) v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

est Eq. différentielle du 1^{er} ordre, si on considère $\frac{1 + R_2/R_1}{H_0} \ll 1$

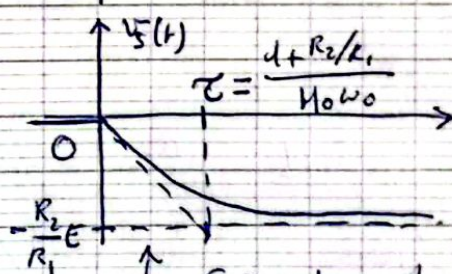
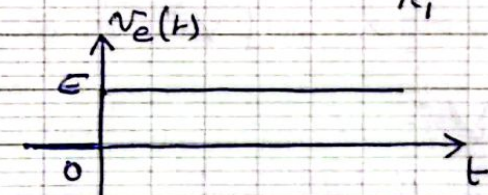
$$\text{alors } \frac{1 + R_2/R_1}{H_0 \omega_0} \frac{dv_s}{dt} + v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

$$\text{on pose } \tau = \frac{1 + R_2/R_1}{H_0 \omega_0}$$

et pour $t \leq 0$, $v_s(t) = 0$

$$\text{pour } t \geq 0, v_s(t) = \underbrace{A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}_{\text{solution homogène}} + \underbrace{\left(-\frac{R_2}{R_1} E\right)}_{\text{solution particulière}}$$

$$\text{or } v_s(0) = 0 \text{ donc } A = \frac{R_2}{R_1} E \text{ donc } v_s(t) = -\frac{R_2}{R_1} E \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$



régime transitoire au LALI tend vers la solution de l'ALI idéal.

4. (a) gain statique $\Rightarrow \omega = 0$

$$\text{donc } G_{\text{stat. direct}} = H_0 \approx 10^5$$

$$G_{\text{stat. bande}} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1}{H_0}(1 + R_2/R_1)} \approx 10 \quad \left\{ \begin{array}{l} G_{\text{stat. direct}} \gg G_{\text{stat. bande}} \end{array} \right.$$

(b) $\omega_{c, \text{direct}} = \omega_0 \Rightarrow f_{c, \text{direct}} = f_0 = 10 \text{ Hz}$

$$\omega_{c, \text{bande}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{H_0}(1 + R_2/R_1)} \times$$

$$\omega_{c, \text{bande}} = \frac{1 + \frac{1}{H_0}(1 + R_2/R_1)}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \times H_0 \omega_0 \Rightarrow f_{c, \text{bande}} \approx \frac{H_0}{1 + \frac{R_2}{R_1}} f_0 \approx 10^5 \text{ Hz}$$

Le produit gain-bande passante est constant

$$G_{\text{stat. direct}} \times f_{c, \text{direct}} = 10^5 \times 10 \text{ Hz}$$

$$G_{\text{stat. bande}} \times f_{c, \text{bande}} = 10 \times 10^5 \text{ Hz}$$

(c) $\tau_{\text{direct}} = \frac{1}{f_0} = 0,1 \text{ s} \gg \tau_{\text{bande}} = \frac{1}{f_{c, \text{bande}}} = 10 \mu\text{s}$

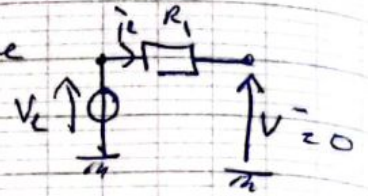
Le système bande a beaucoup moins de gain statique mais a un temps de réponse beaucoup plus court.

5. si ALI idéal alors $H_0 \rightarrow +\infty$

$$\text{donc } \boxed{\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

* 2.2.2. Adaptation d'impédance

1. ALI linéaire $\Rightarrow V^- = V^+ = 0$ donc

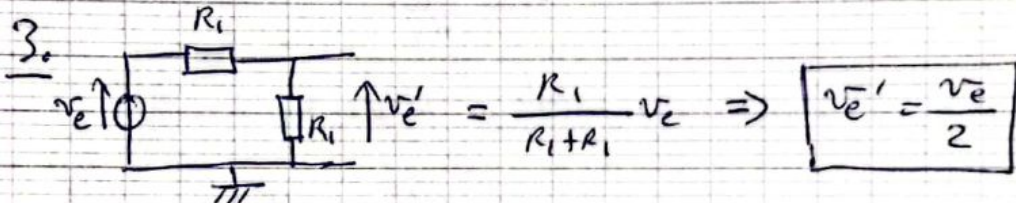


$$\text{donc } \boxed{\frac{v_e}{i_e} = R_1 = 1 \text{ k}\Omega}$$

2. Ce montage est de gain $-\frac{R_2}{R_1} = -10$ donc

$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$ peut atteindre $-20\text{V} < -V_{sat}$ donc il

y aura saturation de l'ALI.

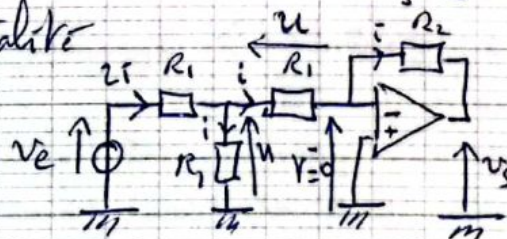


4. Le gain G serait $G = \frac{1}{2} \times (-10) = -5$

donc $|v_s|_{max} = 5 \times |v_e|_{max} = 10\text{V} < V_{sat}$

$v_s = -10\text{V} > -V_{sat}$ plus de saturation

5. en réalité



ALI linéaire $\Rightarrow V^- = V^+ = 0$

$$v_s = -R_2 i = -\frac{R_2}{R_1} u$$

$$v_e - u = R_1 \times (2i) = 2u \Rightarrow u = \frac{v_e}{3}$$

$$\boxed{v_s = -\frac{R_2}{3R_1} v_e}$$

on trouve un gain de $-3,3$ et $v_s = -6,6\text{V}$.

L'impédance d'entrée de l'opli. inverseur ($1 \text{ k}\Omega$) n'est pas grande

devant l'impédance de sortie du pont diviseur de tension (1 k Ω).

2.3. Simplification non-invasif

2.3.1. Étude de la stabilité du montage

1. $\underline{H}(\omega) = \frac{A_0}{1+j\tau\omega}$ avec $A_0 \approx 10^5$ et $\tau = 10 \text{ ms}$

2.

- $v_s = \underline{H}(v^+ - v^-)$
- $v^+ = v_e$
- $v^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = G v_s$

donc $v_s = \underline{H}(v_e - G v_s)$

donc $\boxed{\frac{v_s}{v_e} = \frac{\underline{H}}{1+G\underline{H}}}$

3. $\frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{1+j\tau\omega + G \times A} = \frac{A/(1+GA)}{1+j\frac{\tau}{1+GA}\omega}$

il s'agit d'un passe-bas du 1^{er} ordre de gain statique $\frac{A}{1+GA}$

et de pulsation de coupure $\frac{1+GA}{\tau}$.

4. Un passe-bas du 1^{er} ordre est stable.

2.3.2. Étude de l'ALI idéal

1. Régime linéaire

$$2. \text{ idéal} \Rightarrow A \rightarrow +\infty \Rightarrow \boxed{H = \frac{1}{G} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$3. Z_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i^+} \rightarrow +\infty$$

2.4. Stabilité du montage

★ 2.4.1. Premier exemple

$$1. \text{ ALI idéal linéaire} \Rightarrow V^+ = V^-$$

$$\text{or } V^+ = \frac{K}{K+R} v_s = \frac{v_s}{2}$$

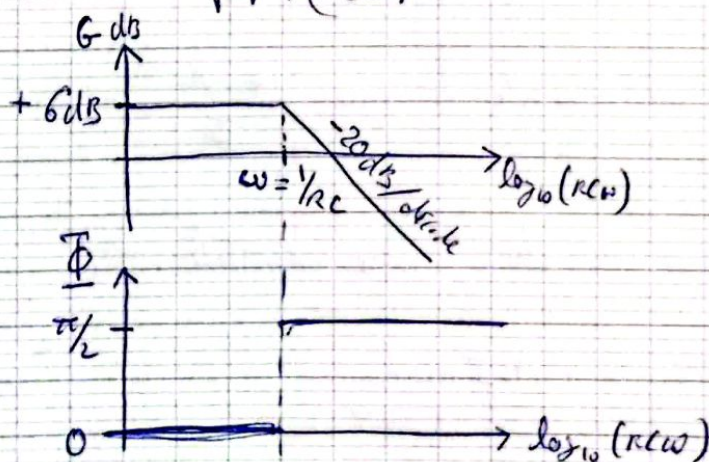
$$\text{d'où } \frac{v_e - V^+}{R} = j\omega C (V^- - v_s)$$

$$\text{d'où } v_e - \frac{v_s}{2} = jRC\omega \left(\frac{v_s}{2} - v_s \right)$$

$$\text{d'où } \boxed{\frac{v_s}{v_e} = \frac{2}{1 - jRC\omega}}$$

$$G = \frac{2}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}$$

$$\Phi = \arctan(RC\omega)$$



$$2. (a) \quad \frac{v_s}{v_e} = \frac{2}{1 - jRC\omega} \Rightarrow (1 - jRC\omega) v_s = 2v_e$$

$$\Rightarrow \boxed{-RC \frac{dv_s}{dt} + v_s = 2v_e}$$

(b) v_e échelon $\Rightarrow$ pour $t \leq 0$, $v_e(t) = 0$ et $v_s(t) = 0$
et C déchargé

pour $t \geq 0$, $v_e(t) = E$

$$\text{donc } v_s(t) = \underbrace{A \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)}_{\text{solution homogène}} + \underbrace{2E}_{\text{solution particulière}}$$

$$\text{or } v_s(0) = 0 \text{ donc } A = -2E$$

$$\text{donc } \boxed{v_s(t) = 2E \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right)}$$

or $\exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} 0$ donc un décalage de 1 μV de $v_e(t)$

provoque $v_s(t) \rightarrow -\infty$ d'où l'ALI sature.

2.4.2. Deuxième exemple

$$1. \bullet v_s = A(V^+ - V^-)$$

$$\bullet V^- = \frac{v_s}{2}$$

$$\bullet V^+ = \frac{R}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} v_s = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} v_s \text{ avec } Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ et } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{donc } v_s = A \times \left(\frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} - \frac{1}{2} \right) v_s$$

$$\text{donc } \left(1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right) \frac{2}{A} v_s - v_s = 0$$

donc $\frac{2}{A} \left(j \frac{\omega}{\omega_0} + Q \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + Q \right) v_s - j \frac{\omega}{\omega_0} v_s = 0$

donc $\boxed{\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 v_s}{dt^2} + \left(\frac{2}{A} - 1 \right) \frac{1}{Q \omega_0} \frac{dv_s}{dt} + \frac{2}{A} v_s = 0}$

or $A \gg 1$ donc $\frac{2}{A} - 1 < 0$ donc la solution est divergente, le terme devant $\frac{1}{Q \omega_0}$ la dérivée première est négatif.
 $\Rightarrow$ instable.

2. Si initialement $v_s(0) = 0$ alors la solution de l'équation homogène reste $v_s(t) = 0$, mais à la moindre perturbation $|v_s(t)| \rightarrow +\infty$ $t \rightarrow +\infty$

donc l'ALI finit par être en régime saturé.

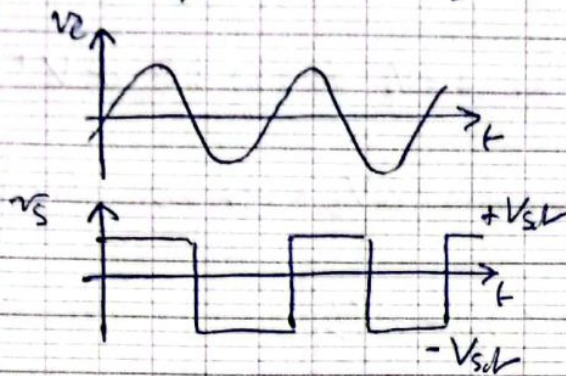
3. Comportement en régime saturé

3.1. Comportement simple

3.1.1. Cas classique

1. ALI saturé $\Rightarrow$ $\begin{cases} \text{si } v_e(t) > 0 \Rightarrow v_s(t) = +V_{sat} \\ \text{si } v_e(t) < 0 \Rightarrow v_s(t) = -V_{sat} \end{cases}$

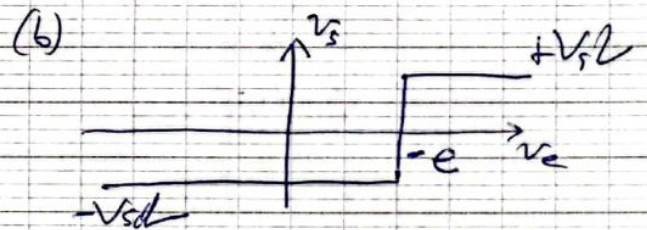
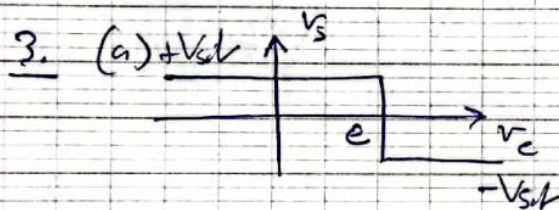
2. Il le transformeraît en signal sinusoïdal



3.1.2. Variantes

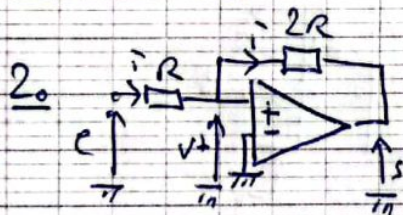
1. Régimes saturés, pas d'hystérésis (l'entrée ne dépend pas de v_5).

2. (a) $\varepsilon = e - v_2$
(b) $\varepsilon = v_2 + e$



* 3.2. Trigger de Schmidt

1. $s = +V_{sat}$ si $\varepsilon > 0$, donc si $V^+ > V^-$, donc si $V^+ > 0$



$$\varepsilon = \frac{e - V^+}{R} = \frac{V^+ - s}{2R}$$

$$\text{donc } \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} \right) V^+ = \frac{e}{R} + \frac{s}{2R}$$

$$\text{donc } V^+ = \frac{2}{3} \left(e + \frac{s}{2} \right) = \frac{2e + s}{3}$$

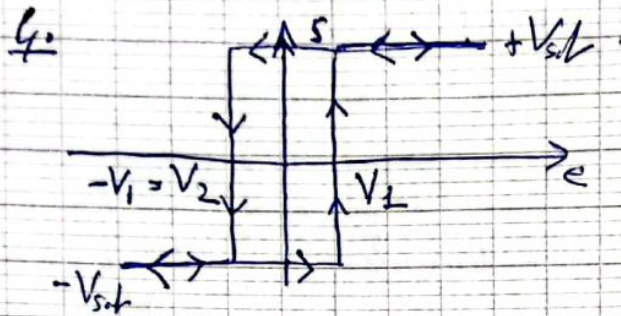
$$\alpha = \frac{2}{3} \text{ et } \beta = \frac{1}{3}$$

3. (a) si s bascule alors $e = V_1$ et $s = -V_{sat}$ et $V^+ \geq 0$

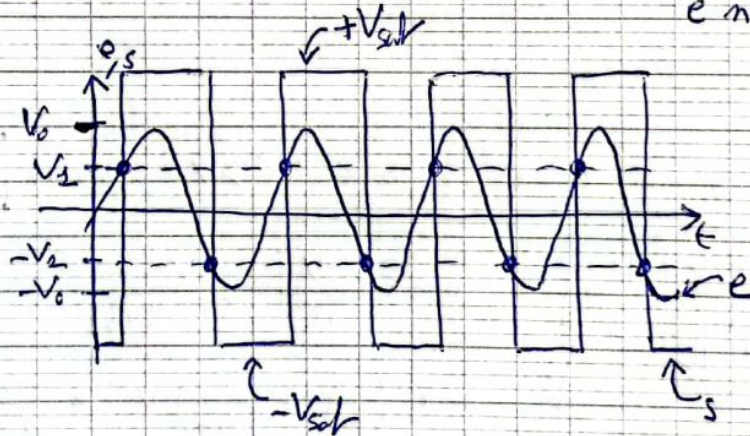
donc $\frac{2e+s}{3} = 0$ donc $2V_1 - V_{sk} = 0$ donc $V_1 = \frac{V_{sk}}{2}$

(b) si s bascule, alors $e = V_2$ et $s = +V_{sk}$ et $V^+ = 0$

donc $\frac{2e+s}{3} = 0$ donc $2V_2 + V_{sk} = 0$ donc $V_2 = -\frac{V_{sk}}{2}$



τ_s , ne bascule jamais car e n'atteint jamais V_1



6. (a) avec 13 chiffres binaires, $p=12$ donc $N = \sum_{k=0}^{12} b_k \times 2^k$

le plus grand N est pour tous les $b_k = 1$

donc $N_{max13} = \sum_{k=0}^{12} 1 \times 2^k = \frac{1-2^{13}}{1-2} = 2^{13} - 1 = 8191$

$N_{max13} = 8191$

avec 14 chiffres, $p=13$ donc $N_{\max,14} = \sum_{k=0}^{13} 1 \times 2^k = 2^{14} - 1$

$$\text{donc } \boxed{N_{\max,14} = 16\,383}$$

Comme $N_{\max,13} < 9999 < N_{\max,14}$, il faut au minimum 14

"Trigger de Smidt" pour stocker tous les nombres de 0 à 9999.

(b) • Transformer un signal en signal carré, ~~effectif~~

- Effectuer une détection de seuil qui ne soit pas sensible au bruit (il faut passer une certaine marge pour basculer).

3.3. Comparateur à hystérésis

3.3.1. Étude de la stabilité du montage

1. La réaction est positive.

2.
$$\underline{H}(\omega) = \frac{\underline{V}_s}{\underline{\epsilon}} = \frac{A}{1+j\tau\omega}$$
 avec $A \approx 10^5$ et $\tau \approx 10 \text{ ms}$

3. $\underline{V}_s = \underline{H} \underline{\epsilon}$

$$\left. \begin{array}{l} \underline{\epsilon} = \underline{V}^+ - \underline{V}^- \\ \underline{V}^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{V}_s \\ \underline{V}^- = \underline{V}_e \end{array} \right\} \begin{array}{l} \underline{V}_s = \underline{H} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{V}_s - \underline{V}_e \right) \\ \text{donc } \underline{V}_s = \underline{H} \times G \underline{V}_s - \underline{H} \underline{V}_e \\ \text{donc } \underline{V}_s = \frac{\underline{H}}{\underline{H}G - 1} \underline{V}_e \end{array}$$

4. $\underline{H} = \frac{A}{1+j\tau\omega}$ donc $\underline{V}_s = \frac{A}{A \times G - 1 - j\tau\omega} \underline{V}_e$

$$\text{donc } \underline{V}_s = \frac{A/(AG-1)}{1 - j \frac{\tau}{AG-1} \omega} \underline{V}_e$$

5. en notation réelle, $-\left(\frac{\tau}{AG-1}\right) \frac{dV_s}{dt} + V_s(t) = \frac{A}{AG-1} V_e(t)$

coefficient négatif

$$\Rightarrow V_s(t) = V_{s0} \exp\left(\frac{(AG-1)}{\tau} t\right) + \text{solution particulière}$$

exponentielle
divergente

donc le montage est instable.

3.3.2. Étude avec l'ALI idéal

1. réaction positive $\Rightarrow$ ALI en régime saturé

2. si $V_e(0)$ très négative $\Rightarrow \varepsilon = V^+ - V_e > 0 \Rightarrow \boxed{V_s(0) = +V_{sat}}$

3. $V_s(t \geq 0) = +V_{sat}$ donc $V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

$$\text{donc } \varepsilon = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e(t)$$

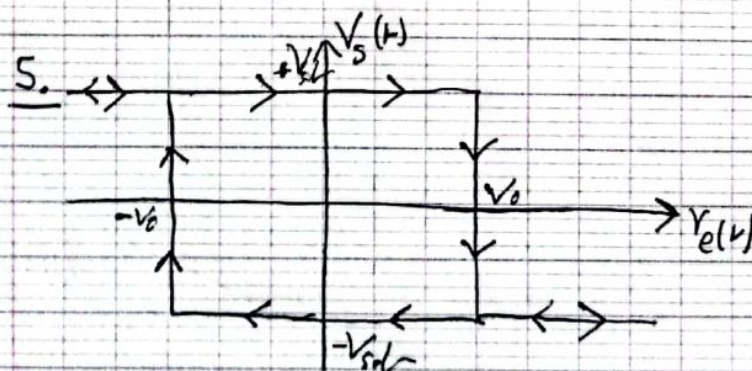
donc tant que $V_e(t) < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$, on a $V_s(t) = +V_{sat}$
dès que $V_e(t) > \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$, $V_s(t)$ bascule et $V_s(t) = -V_{sat}$

4. si $V_e(t) > V_0$ alors $V_s(t) = -V_{sat}$

$$\text{donc } V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = -V_0$$

$$\text{donc } \varepsilon = -V_0 - V_e(t)$$

donc tant que $V_e(t) > -V_0$, on a $V_s(t) = -V_{sat}$
dès que $V_e(t) < -V_0$, $V_s(t)$ bascule et $V_s(t) = +V_{sat}$



Le système présente un phénomène d'hystérésis, car l'état de $V_s(t)$ dépend de sa valeur précédente, il garde en mémoire son état précédent.