

TD01 : Systèmes linéaires, rétroaction (correction)

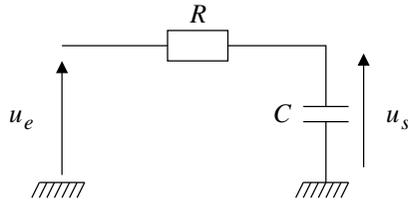
Elec029. Signal parasite (*)

→ La période du signal non parasite est de 0,10 s, soit une fréquence $f_1 = 10$ Hz.
 → La fréquence du signal parasite est 50 fois plus élevée (50 oscillations pour la même durée de 0,10 s), c'est à dire $f_p = 500$ Hz.

Pour supprimer le signal parasite sans affecter le signal basse fréquence, on peut suggérer un **filtre passe-bas du premier ordre** de fréquence de coupure $f_c = 50$ Hz. Avec un rapport $f_p/f_c = 10$, on peut espérer une atténuation de l'ordre d'un facteur 10 pour le signal parasite.

Un filtre d'ordre plus élevé serait plus efficace mais plus complexe en terme de composants.

On réalise le filtre à l'aide d'un condensateur et d'une résistance :



La fonction de transfert s'écrit $\underline{H} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$ avec $\tau = RC$, la fréquence de coupure vérifie : $2\pi f_c \tau = 1$, c'est à dire :

$$RC = \frac{1}{2\pi f_c}$$

Avec une résistance $R = 1,0 \text{ k}\Omega$, on retient une capacité :

$$C = \frac{1}{2\pi f_c \times R} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 1000} \Rightarrow C = 3,2 \text{ }\mu\text{F}$$

Elec094. Identification d'un système linéaire (**)

On constate tout d'abord que le rapport des tensions est unitaire une fois le régime permanent atteint, en conséquence pour le gain statique $H_0 = 1$.

Le régime transitoire est pseudo-périodique, l'équation différentielle est du type :

$$\frac{d^2 v_s}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{dv_s}{dt} + \omega_0^2 v_s = \omega_0^2 E$$

La solution générale est de la forme :

$$v_s(t) = E + A \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right) \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{avec} \quad \omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

Sur la courbe, la mesure de cinq pseudo-périodes donne pour la pseudo-période $T \approx 3,0$ ms et pour la pseudo-pulsation $\omega = 2,1 \times 10^3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

Le nombre d'oscillations observées indique que le facteur de qualité est au moins de l'ordre de 5 ou 6, on peut donc confondre pseudo-pulsation et pulsation propre

$$\omega_0 = 2,1 \times 10^3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

La solution du régime transitoire est de la forme :

$$u(t) = A \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right) \cos(\omega t + \varphi)$$

C'est à dire, entre deux instants distants d'une période et en confondant pseudo-période et période propre :

$$\frac{u(t+T)}{u(t)} = \frac{\exp\left(-\frac{\omega_0(t+T)}{2Q}\right)}{\exp\left(-\frac{\omega_0 t}{2Q}\right)} = \exp\left(-\frac{\omega_0 T}{2Q}\right) = \exp\left(-\frac{\pi}{Q}\right)$$

Pour l'application numérique, on peut considérer les deux premiers maxima (attention à prendre l'écart par rapport à la valeur finale de 1 V car on raisonne sur la solution du régime transitoire).

$$Q = \frac{\pi}{\ln(0,75/0,45)} \Rightarrow Q \approx 6,2$$

Elec093. Filtres (**)

- On associe montage et fonction de transfert en considérant les cas limites :
 - **montage A et fonction de transfert \underline{H}_2** : la bobine se comporte comme un fil à basse fréquence et comme un circuit ouvert à haute fréquence, le montage correspond à un **filtre passe-haut** ;
 - **montage B et fonction de transfert \underline{H}_3** : le montage ne laisse passer le courant ni à basse fréquence (condensateur) ni à haute fréquence (bobine), la tension aux bornes de la résistance est nulle dans ces situations et le montage correspond à un **filtre passe-bande** ;
 - **montage C et fonction de transfert \underline{H}_1** : le condensateur se comporte comme un circuit ouvert à basse fréquence et comme un fil à haute fréquence, le montage correspond à un **filtre passe-bas** ;
 - **montage D et fonction de transfert \underline{H}_4** : le condensateur se comporte comme un circuit ouvert à basse fréquence et la bobine se comporte comme un circuit ouvert à haute fréquence, le montage laisse passer les signaux de basse et haute fréquence, c'est *a priori* un **filtre réjecteur**

ou coupe-bande.

2. Pour le montage C, on applique un pont diviseur de tension :

$$\underline{H}_1(j\omega) = \frac{1/(jC\omega)}{R + jL\omega + 1/(jC\omega)} = \frac{1}{1 + jRC\omega - LC\omega^2}$$

On en déduit par identification : $LC\omega^2 = x^2$ et $2x\sigma = RC\omega$, c'est à dire, avec $x = \omega/\omega_0$:

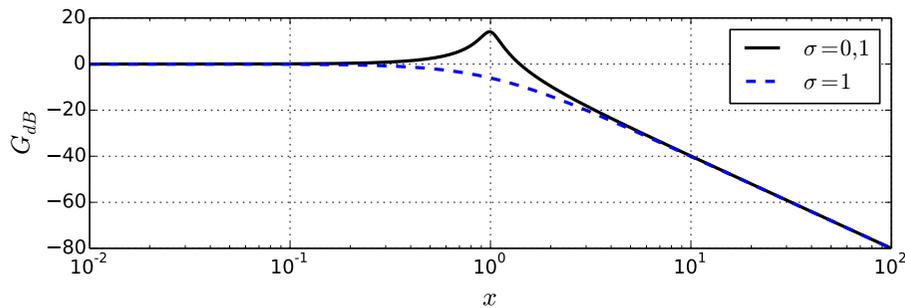
$$H_0 = 1 \quad ; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \sigma = \frac{RC\omega_0}{2} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Pour le tracé du diagramme de Bode en amplitude, on considère le gain en décibels :

$$G_{dB}(x) = -20 \log \left(\sqrt{(1-x^2)^2 + 4x^2\sigma^2} \right)$$

avec $G_{dB}(0) = 0$, et $G_{dB}(x) \sim_{+\infty} -40 \log(x)$ c'est à dire une pente de -40 dB par décade à haute fréquence caractéristique d'un passe-bas du second ordre.

Cette fonction passe par un maximum si la fonction $x \rightarrow (1-x^2)^2 + 4x^2\sigma^2$ admet un extremum autre que $x = 0$. En dérivant cette fonction, on constate que cela se produit pour $x^2 = 1 - 2\sigma^2$ à condition que $\sigma < 1/\sqrt{2}$.

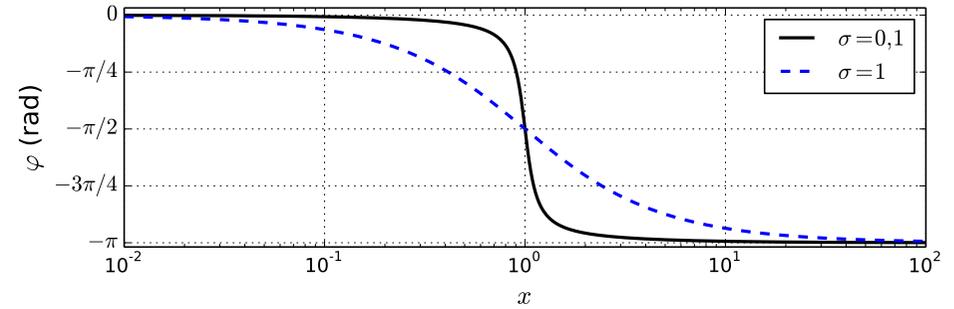


Pour le tracé du diagramme de Bode en phase, on remarque que :

- $\underline{H}(0) = 1 \Rightarrow \varphi(0) = 0$;
- $\underline{H}(1) = 1/(2j\sigma) \Rightarrow \varphi(1) = -\pi/2$;
- $\underline{H}(x) \sim_{+\infty} -1/x^2 \Rightarrow \varphi(x) \sim_{+\infty} -\pi$.

Et pour l'expression algébrique, en prenant garde au fait que la partie réelle change de signe en $x = 1$:

$$\forall x < 1, \varphi(x) = -\arctan \left(\frac{2\sigma x}{1-x^2} \right) \quad \text{et} \quad \forall x > 1, \varphi(x) = -\pi - \arctan \left(\frac{2\sigma x}{1-x^2} \right)$$



Elec096. Paramètres d'un filtre (**)

1. On constate que le filtre recopie à l'identique les hautes fréquences (Cf. second graphique) et que le filtre atténue fortement les basses fréquences (Cf. amplitude des signaux d'entrée et de sortie du premier graphique) et possède un caractère dérivateur à basse fréquence, les portions affines étant transformées en portions constantes. On peut donc proposer un **filtre passe-haut** de fonction de transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

Le second graphique nous indique simplement que la fréquence caractéristique f_0 est nécessairement inférieure à 10 kHz. Il faut exploiter le premier graphique et une étude temporelle pour déterminer précisément f_0 :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0} \approx j \frac{\omega}{\omega_0}$$

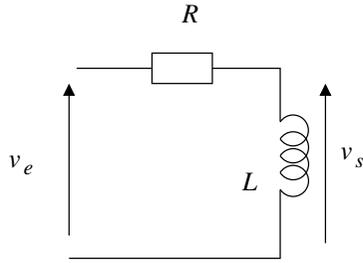
On a nécessairement $x = \frac{\omega}{\omega_0} \ll 1$ car le fonctionnement dérivateur est quasi-idéal pour $f = 60$ Hz. On en déduit en temporel et sur une demi-période $T/2$ durant laquelle le signal d'entrée passe de $-E$ à $+E$:

$$v_s(t) \approx \frac{1}{\omega_0} \frac{dv_e}{dt} = \frac{1}{\omega_0} \times \frac{2E}{T/2} = \frac{4E}{T \times \omega_0} = \frac{4E}{1/f \times 2\pi f_0} = \frac{2Ef}{\pi f_0}$$

On en déduit :

$$f_0 = \frac{2Ef}{\pi V_{s,max}} = \frac{2 \times 1,0 \times 60}{\pi \times 0,075} \Rightarrow \boxed{f_0 \approx 5,1 \times 10^2 \text{ Hz}}$$

2. Pour réaliser un filtre passe-haut du premier ordre, on peut suggérer l'association d'une résistance et d'une bobine :



La fonction de transfert étant : $\underline{H}(j\omega) = \frac{jL\omega/R}{1 + jL\omega/R}$, ceci impose :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{R}{L} \Rightarrow L = \frac{R}{2\pi f_0}$$

En retenant une valeur habituelle pour la résistance $R = 1,0 \text{ k}\Omega$, on en déduit pour la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{1,0 \times 10^3}{2\pi \times 5,1 \times 10^2} \Rightarrow L = 0,31 \text{ H}$$

Elec089. Filtre réjecteur (**)

1. On applique la formule du pont diviseur de tension :

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{j[L\omega - 1/(C\omega)]}{R + j[L\omega - 1/(C\omega)]} = \frac{j[L\omega - 1/(C\omega)] \times jC\omega}{(R + j[L\omega - 1/(C\omega)]) \times jC\omega}$$

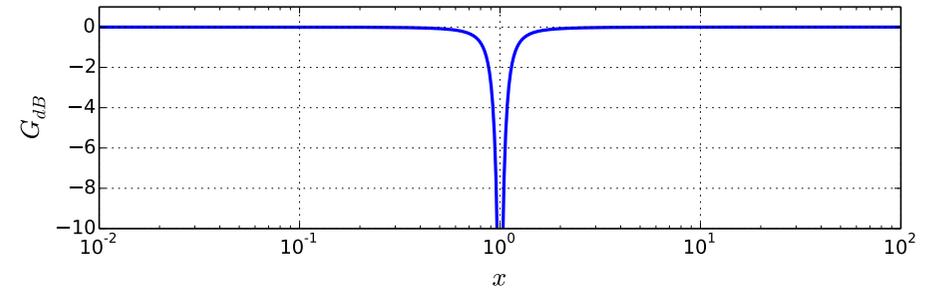
$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{1 - LC\omega^2}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega} \Rightarrow \underline{H}(jx) = \frac{1 - x^2}{1 + jx/Q - x^2}$$

Avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$.

2. Pour le gain de la fonction de transfert :

$$G = |\underline{H}(x)| = \frac{|1 - x^2|}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + x^2/Q^2}}$$

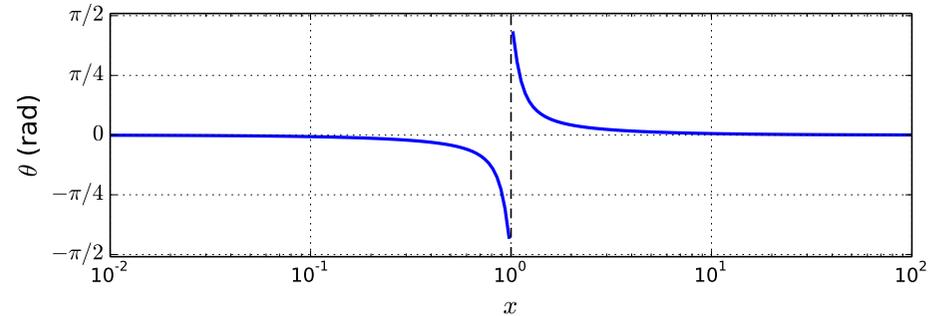
On constate que cette fonction s'annule en $x = 1$ et tend vers 1 pour $x \rightarrow 0$ et $x \rightarrow +\infty$. Ce qui donne pour le diagramme de Bode en amplitude, pour $Q = 5$:



Pour l'étude de la phase, on constate que $\underline{H}(jx) \sim_0 1$ et $\underline{H}(jx) \sim_{+\infty} 1$, c'est à dire une déphasage nul loin de la fréquence de coupure.

Pour l'expression algébrique du déphasage, il est plus simple de réécrire la fonction :

$$\underline{H}(jx) = \frac{1}{1 + \frac{jx}{Q(1-x^2)}} \Rightarrow \forall x \neq 1, \theta(x) = -\arctan\left(\frac{x}{Q(1-x^2)}\right)$$



On constate que le filtre élimine les signaux de fréquences voisines de la pulsation propre et préserve les autres en phase comme en amplitude.

3. Le signal créneau symétrique en entrée se décompose en série de Fourier sur un fondamental à la pulsation ω et des harmoniques impairs de pulsation $(2n + 1)\omega$ et d'amplitude décroissant en $1/(2n + 1)$.

Le filtre étant calé sur la pulsation fondamentale du signal, le fondamental est éliminé et si le facteur de qualité est suffisamment élevé les harmoniques sont préservés, le signal de sortie s'obtient donc en partant du signal créneau et en lui retranchant un signal sinusoïdal de même fréquence.

Elec031. Tripleur de fréquence (**)

1. La formule du pont diviseur de tension conduit à :

$$\underline{H} = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R}{R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)} = \frac{1}{1 + j \frac{L\omega_0}{R} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

On pose alors $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$.

$$2. \omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{3,77 \times 10^{-3}} \quad \omega = 1,67 \times 10^3 \text{ rad.s}^{-1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{20 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^{-6}}} \quad \omega_0 = 5,0 \times 10^3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

On remarque que $\omega_0 = 3\omega$.

$$Q = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{20 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-6}}} \quad Q = 100.$$

3. Chacun des harmoniques du signal d'entrée se voit multiplier par la fonction de transfert à la fréquence considérée, ainsi pour l'harmonique de rang $2k+1$:

$$\underline{v_s}^{2k+1} = \underline{H}([2k+1]\omega) \times \underline{v_e}^{2k+1}$$

On obtient les expressions indiquées en considérant le module et l'argument de cette expression.

Le signal de sortie est simplement la somme des harmoniques en sortie.

4. Applications numériques :

$$A_0 = -\frac{8 \times 10}{\pi^2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 100^2 \times (1/3 - 3)^2}} \quad A_0 = -0,03 \text{ V}$$

$$A_1 = -\frac{8 \times 10}{9\pi^2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 100^2 \times (1 - 1)^2}} \quad A_1 = -0,9 \text{ V}$$

$$A_2 = -\frac{8 \times 10}{25\pi^2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 100^2 \times (5/3 - 3/5)^2}} \quad A_2 = -3 \times 10^{-3} \text{ V}$$

$$\varphi_0 \approx -\frac{\pi}{2} \quad \varphi_1 = 0 \quad \varphi_2 \approx \frac{\pi}{2}$$

Sans surprise, seul le terme A_1 associé à la fréquence $(2 \times 1 + 1)\omega \approx 3\omega = \omega_0$ contribue significativement au signal de sortie.

5. D'après la question précédente, on peut ne conserver que l'harmonique de rang 3 en sortie :

$$v_s(t) \approx -0,90 \cos(\omega_0 t)$$

Ce résultat est en accord avec les courbes proposées. Le montage permet donc de ne conserver que l'harmonique de rang 3 et de passer d'un signal

d'entrée de fréquence f à un signal de sortie de fréquence $3f$ d'où le nom du montage « tripleur de fréquence ».

Elec090. Montage à amplificateur opérationnel (*)

On applique la loi des nœuds en terme de potentiels à l'entrée inverseuse du premier ALI :

$$\frac{0 - v_-}{R_2} = \frac{v_- - u}{R_1} \Leftrightarrow u = v_1 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Pour la dernière étape, on a utilisé le fait que l'ALI étant idéal et fonctionnant en régime linéaire (rétroaction sur la borne inverseuse), on a $v_- = v_+ = v_1$.

De la même façon pour le second ALI idéal et fonctionnant en régime linéaire, on applique la loi des nœuds au niveau de l'entrée inverseuse :

$$\frac{u - v_2}{R_1} = \frac{v_2 - v_s}{R_2} \Leftrightarrow v_s = v_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} u$$

En combinant les deux relations, on en déduit finalement :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \times [v_2 - v_1]$$

Le montage est un montage **soustracteur** avec coefficient multiplicatif.

Elec086. Comparateur à hystérésis (**)

Tout d'abord notons que l'ALI ne possède pas de rétroaction sur la borne inverseuse, il fonctionne nécessairement en régime de saturation et les seules valeurs possibles en sortie sont $s(t) = \pm V_{sat}$.

On applique la loi des nœuds en terme de potentiels à l'entrée non inverseuse :

$$\frac{e - v_+}{R_1} = \frac{v_+ - s}{R_2} \Leftrightarrow v_+ = \frac{R_2 e + R_1 s}{R_1 + R_2}$$

Deux cas se présentent :

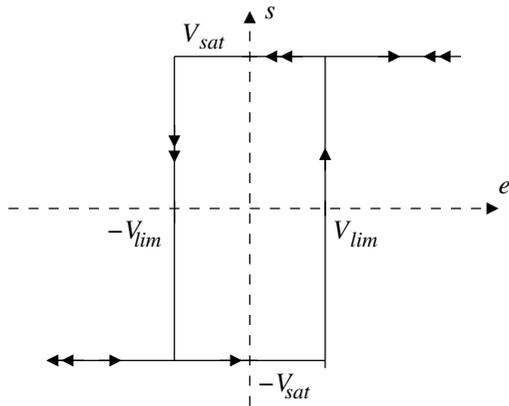
— $s(t) = +V_{sat}$ à condition que $v_+ > v_- = 0$, c'est à dire : $R_2 e + R_1 V_{sat} > 0$ ou encore :

$$s(t) = +V_{sat} \text{ tant que } e(t) > -\frac{R_1}{R_2} V_{sat} = -V_{lim} = -7,5 \text{ V}$$

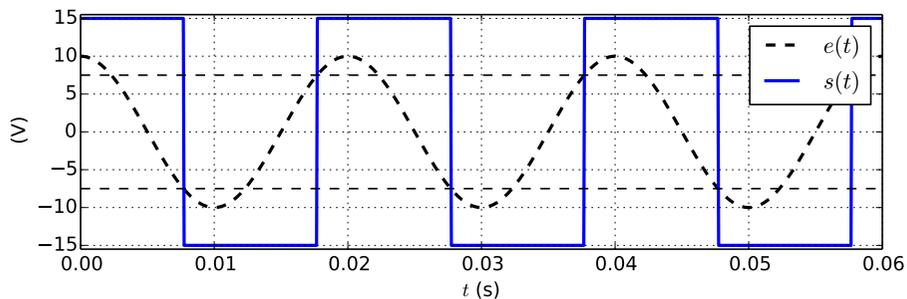
— $s(t) = -V_{sat}$ à condition que $v_+ < v_- = 0$, c'est à dire : $R_2 e - R_1 V_{sat} < 0$ ou encore :

$$s(t) = -V_{sat} \text{ tant que } e(t) < \frac{R_1}{R_2} V_{sat} = V_{lim} = 7,5 \text{ V}$$

Ce qui donne finalement pour le cycle d'hystérésis :



Et pour l'évolution temporelle :



Elec035. Bobine équivalente(**)

1. Par définition l'impédance d'entrée est le rapport de la tension sur l'intensité du courant en entrée :

$$\underline{Z}_e = \frac{e}{i_e}$$

À l'aide des lois de Kirchhoff et de leurs équivalents, on obtient successivement :

$$i_e = i_1 + i_2 = \frac{e - s}{R} + \frac{e}{2R + \frac{1}{jC\omega}}$$

La formule du pont diviseur de tension conduit à :

$$v_- = \frac{2}{3}s \quad \text{et} \quad v_+ = \frac{2R}{2R + \frac{1}{jC\omega}}e$$

L'hypothèse d'un fonctionnement linéaire de l'ALI assure enfin que $v_+ = v_-$

Par substitution, on obtient :

$$i_e = \frac{e}{R} - \frac{2e}{2R + \frac{1}{jC\omega}} \Rightarrow i_e R \left(2R + \frac{1}{jC\omega} \right) = \left(2R + \frac{1}{jC\omega} \right) e - 2R e$$

$$i_e \left(2R^2 + \frac{R}{jC\omega} \right) = \frac{e}{jC\omega} \Rightarrow e = (R + 2jR^2C\omega) i_e$$

C'est à dire une impédance d'entrée $\underline{Z}_e = R + 2jR^2C\omega$.

2. L'impédance d'entrée est bien celle d'une bobine de résistance interne $r = R$ et d'inductance $L = 2R^2C$.

Elec087. Montage dérivateur et ALI réel (**)

1. On applique la loi des nœuds en terme de potentiels à l'entrée inverseuse :

$$(v_e - v_-) \times jC\omega = \frac{v_- - v_s}{R}$$

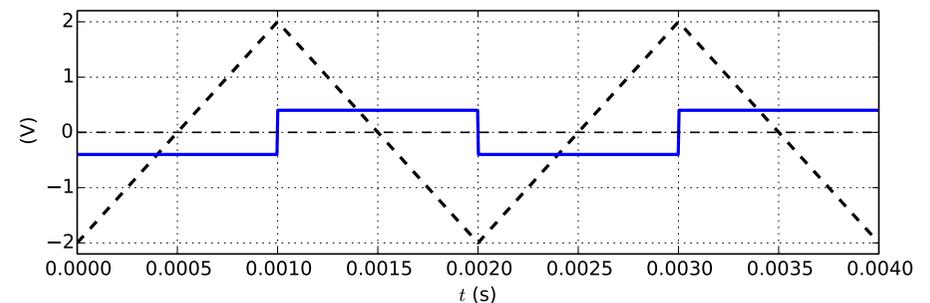
L'ALI étant supposé idéal et fonctionnant en régime linéaire, on a : $v_- = v_+ = 0$, ce qui donne finalement :

$$v_s = -RCj\omega v_e \quad v_s(t) = -RC \frac{dv_e}{dt}$$

Il s'agit d'un **montage dérivateur**.

2. Le signal d'entrée est de type affine par morceaux. Sur chaque portion, le signal de sortie sera une constante liée à la pente du signal d'entrée ; plus exactement sur une partie montante, en appelant E l'amplitude du signal triangulaire et T la période du signal :

$$V_s = -RC \frac{2E}{T/2} \Rightarrow V_s = -\frac{4RC}{T} E$$



Application numérique : $V_s = -\frac{4 \times 1,0 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-9}}{0,002} \times 2,0 \Rightarrow$

$$\underline{V_s = -0,40 \text{ V}}$$

Le signal de sortie est un signal créneau de même fréquence que le signal d'entrée et d'amplitude 0,40 V.

3. ALI réel.

(a) On applique la loi des nœuds à l'entrée non inverseuse :

$$(\underline{v}_e - \underline{v}_-) jC\omega = \frac{\underline{v}_- - \underline{v}_s}{R}$$

Pour l'ALI réel :

$$\underline{v}_s = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau} (\underline{v}_+ - \underline{v}_-) = \frac{-\mu_0}{1 + j\omega\tau} \underline{v}_-$$

On élimine \underline{v}_- des relations précédentes :

$$\left[\underline{v}_e + \left(\frac{1 + j\omega\tau}{\mu_0} \right) \underline{v}_s \right] \times jRC\omega = - \left[1 + \frac{1 + j\omega\tau}{\mu_0} \right] \underline{v}_s$$

$$\Leftrightarrow -\underline{v}_e \times jRC\omega = \underline{v}_s \times \left[1 + \frac{1}{\mu_0} + \frac{j\omega\tau}{\mu_0} + j \frac{RC\omega}{\mu_0} - \frac{RC\omega^2\tau}{\mu_0} \right]$$

Avec $\mu_0 \gg 1$ et $\tau \gg RC$, l'équation se simplifie selon :

$$\frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_e} = \frac{-jRC\omega}{1 + \frac{j\omega\tau}{\mu_0} - \frac{RC\omega^2\tau}{\mu_0}}$$

En multipliant par $\frac{\mu_0}{j\omega\tau}$ les deux membres de la fraction, on obtient l'expression recherchée :

$$\boxed{\underline{H} = \frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_e} = \frac{-\mu_0 RC}{\tau} \frac{1}{1 + j \left(RC\omega - \frac{\mu_0}{\tau} \frac{1}{\omega} \right)}}$$

(b) Le signal de sortie est la superposition d'une solution associée au régime permanent correspondant au signal créneau de l'ALI idéal et d'une solution associée à un régime transitoire de type pseudo-périodique. Pour retrouver ces résultats, on transpose la fonction de transfert en représentation temporelle :

$$\frac{d^2 v_s}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dv_s}{dt} + \frac{\mu_0}{\tau RC} v_s = -\frac{\mu_0}{\tau} \frac{dv_e}{dt}$$

En cherchant une solution constante pour le régime permanent, on obtient : $v_s(t) = -RC \frac{dv_e}{dt}$, on retrouve la solution de l'ALI idéal avec un signal créneau d'amplitude 0,40 V en conformité avec la courbe.

Le régime transitoire est associé à l'équation différentielle :

$$\frac{d^2 v_s}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dv_s}{dt} + \frac{\mu_0}{\tau RC} v_s = 0$$

On se ramène à l'équation canonique en posant $\omega_0^2 = \frac{\mu_0}{\tau RC}$ et $\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC}$, c'est à dire :

$$Q = \omega_0 RC = RC \times \sqrt{\frac{\mu_0}{\tau RC}} = \sqrt{\frac{\mu_0 RC}{\tau}} = \sqrt{\frac{10^5 \times 10^3 \times 10^{-7}}{0,1}} = 10$$

Le facteur de qualité est compatible avec un régime pseudo-périodique et permet d'assimiler pseudo-fréquence et fréquence propre que l'on peut calculer de manière théorique :

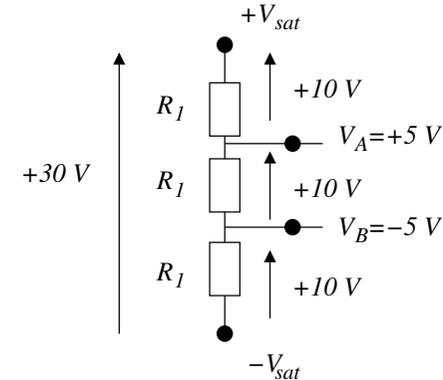
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\tau \times RC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^5}{0,1 \times 10^3 \times 10^{-7}}} \Rightarrow \boxed{f_0^{th} \approx 16 \text{ kHz}}$$

Sur le graphique, on observe 8 pseudo-oscillations en 0,5 ms, c'est à dire en confondant pseudo-période et période propre pour un facteur de qualité $Q = 10$, on obtient :

$$T_0 \approx 6,25 \times 10^{-5} \text{ s} \Rightarrow \boxed{f_0^{exp} \approx 16 \text{ kHz}}$$

Elec091. Montage à amplificateur opérationnel (**)

1. Commençons par déterminer les potentiels aux bornes d'entrée des ALI. La tension $2V_{sat} = +30 \text{ V}$ se répartit équitablement sur les trois résistances R_I :



Les ALI fonctionnent en comparateur simple et trois situations sont à considérer :

- $v_e(t) > 5 \text{ V}$: la sortie de l'ALI du haut est à $-V_{sat}$ et la sortie de l'ALI du bas est à $+V_{sat}$, ce qui impose $v_s = 0$;
- $-5 \text{ V} < v_e(t) < 5 \text{ V}$: la sortie de l'ALI du haut est à $+V_{sat}$ et la sortie de l'ALI du bas est à $+V_{sat}$, ce qui impose $v_s = +V_{sat}$;
- $v_e(t) < -5 \text{ V}$: la sortie de l'ALI du haut est à $+V_{sat}$ et la sortie de l'ALI du bas est à $-V_{sat}$, ce qui impose $v_s = 0$.

Ces résultats sont cohérents avec la courbe proposée.

2. Les ALI fonctionnant en régime de saturation des fréquences non présentes dans le spectre du signal d'entrée apparaissent au sein du signal de sortie.

Le signal de sortie est de moyenne non nulle ce qui explique la présence d'une composante continue.

Sur la courbe temporelle, on constate que le signal de sortie possède une fréquence double du signal d'entrée ce qui est compatible avec un fondamental à 100 Hz.

Le signal n'étant pas sinusoïdal, il présente des harmoniques multiples du fondamental.