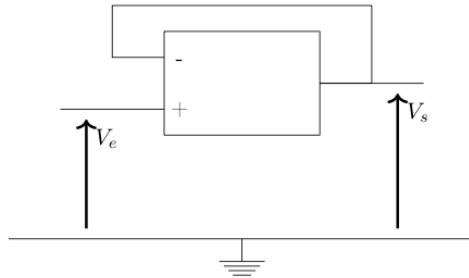


Exercice 1

On considère un ALI alimenté en $+15 / -15$ Volts par une alimentation à point milieu.

1. Représenter la tension de sortie en fonction de la tension différentielle d'entrée, en indiquant clairement les ordres de grandeur considérés (on indiquera la partie correspondant au régime linéaire et celle correspondant au régime saturé).

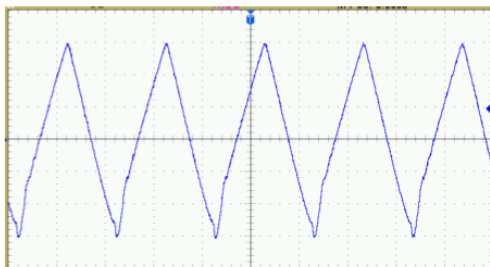
2. On s'intéresse au montage représenté ci-dessous. Montrer que $V_s = V_e$. Comment s'appelle ce montage ? Quel est son intérêt ? (on considérera le gain de l'ALI comme infini)



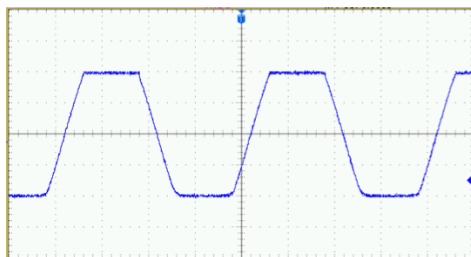
3. On alimente ce montage avec en entrée la tension dont l'oscillogramme est donné ci-dessous. Les réglages sont $2V/div$ et $50\mu s/div$, quelles sont les caractéristiques de cette tension ? Peut-on raisonnablement penser observer la même chose en sortie ?



4. Toutes choses égales par ailleurs, on augmente la fréquence et on observe en sortie la tension ci-dessous. Les réglages sont $2V/div$ et $1\mu s/div$. Quelle caractéristique de l'ALI est ainsi mise en évidence ? Evaluer sa valeur numérique.



5. On revient à la fréquence de la question 3, et on ajoute une résistance de charge $R_0 = 50\Omega$ entre la sortie et la masse. Les réglages sont $2V/div$ et $50\mu s/div$. Quelle caractéristique de l'ALI est ainsi mise en évidence ? Evaluer sa valeur numérique.

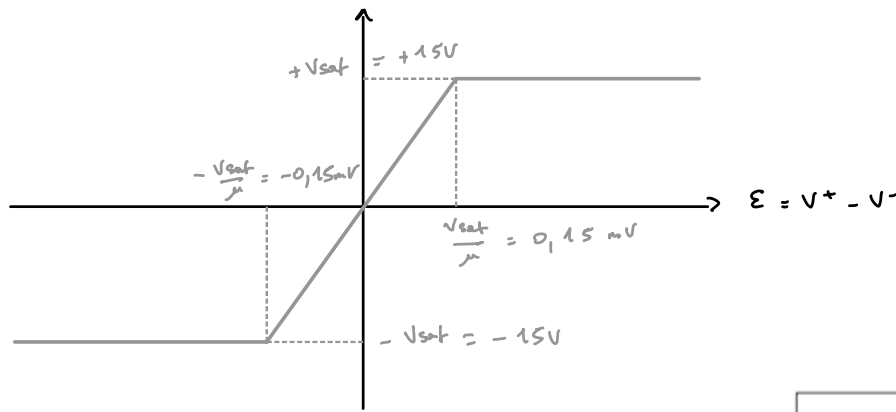


6. Donner le schéma d'un montage amplificateur non inverseur utilisant un ALI et 2 résistances. Etablir l'expression du gain de ce montage.

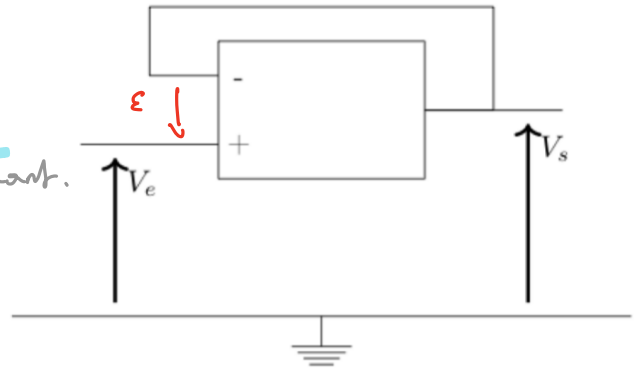
7. Proposer des valeurs pour les résistances pour avoir des gains de 10, 100 et 1000.

8. On alimente ce montage, en prenant un gain de 10, avec la tension d'entrée de la question 3. Dessiner l'allure de la tension attendue en sortie.

1.



2. Une loi de maille donne directement
 $V_s + E - V_e = 0$, et comme $E \approx 0$, $V_s = V_e$
 Montage suiveur. Intérêt : amplifier le courant.



3. Tension sinusoïdale d'amplitude 6,5V et de fréquence 2,5 kHz.

Pas de problème de saturation en tension ni de slew rate (la pente reste nettement inférieure aux $V/\mu s$).

4. Un signal qui triangularise est caractéristique d'un problème de Slew rate.
 On relève ici une pente de l'ordre de $10 V/\mu s$

5. On observe des "plateaux", mais pour des tensions de $\pm 4V$, loin des 15V de saturation en tension. C'est dû à la résistance de charge qui fait débiter l'ALI jusqu'à son courant max. La loi d'Ohm donne $i_{max} = \frac{4V}{50\Omega} \Rightarrow i_{max} = 80 mA$

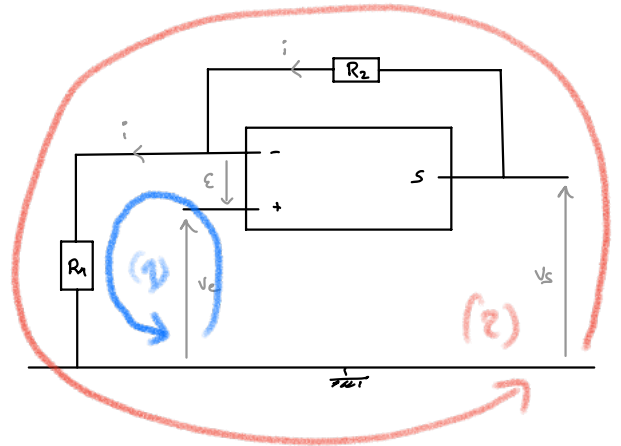
6. Même courant dans R_1 et R_2 car $i^- = 0$.

Maille (1) : $V_e - E - R_1 i = 0$

$\Rightarrow i = \frac{V_e}{R_1}$ régime linéaire, $E \approx 0$

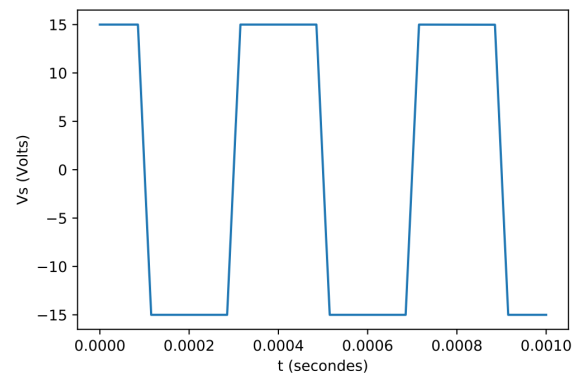
Maille (2) : $V_s - R_2 i - R_1 i = 0 \Rightarrow V_s = (R_1 + R_2) i$

D'où $V_s = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_e}{R_1} \Rightarrow G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$



7. $R_1 = 1 k\Omega$ et $R_2 = 9 k\Omega / 80 k\Omega / 800 k\Omega$

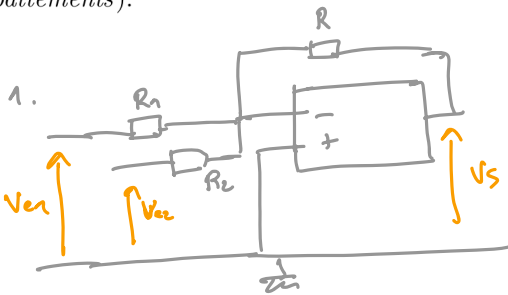
8. L'amplitude en entrée est de 6,5V ce qui donnerait, avec un gain de 10, une tension de 65V en sortie. Comme $V_{sat} = 15V$, le signal de sortie est saturé à $\pm 15V$. Entre les plateaux, le signal est sinusoïdal (même si ça paraît presque linéaire).



Exercice 2

1. Donner le schéma d'un montage sommateur à 2 entrées. Etablir la relation entre la tension de sortie et les tensions d'entrée. On se place dans la suite dans le cas où $R_1 = R_2 = R$.

2. On propose en entrées 2 tensions sinusoïdales de même amplitude et de fréquences différentes mais proches. Donner l'allure du signal de sortie en mettant en évidence deux échelles temporelles (ce phénomène est qualifié de *battements*).



$$V_s = -R \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} \right) \quad \text{cf cours}$$

$$\text{Si } R_1 = R_2 = R : V_s = - (V_{e1} + V_{e2})$$

2. $V_{e1} = V_m \cos(\omega_1 t)$ donc $V_s = V_m (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))$
 $V_{e2} = V_m \cos(\omega_2 t)$ d'où $\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) = 2 \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right) \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right)$

donc $V_s = -2 V_m \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right) \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right)$

Si ω_1 et ω_2 sont proches, $|\omega_1 - \omega_2| \ll \omega_1 + \omega_2$.

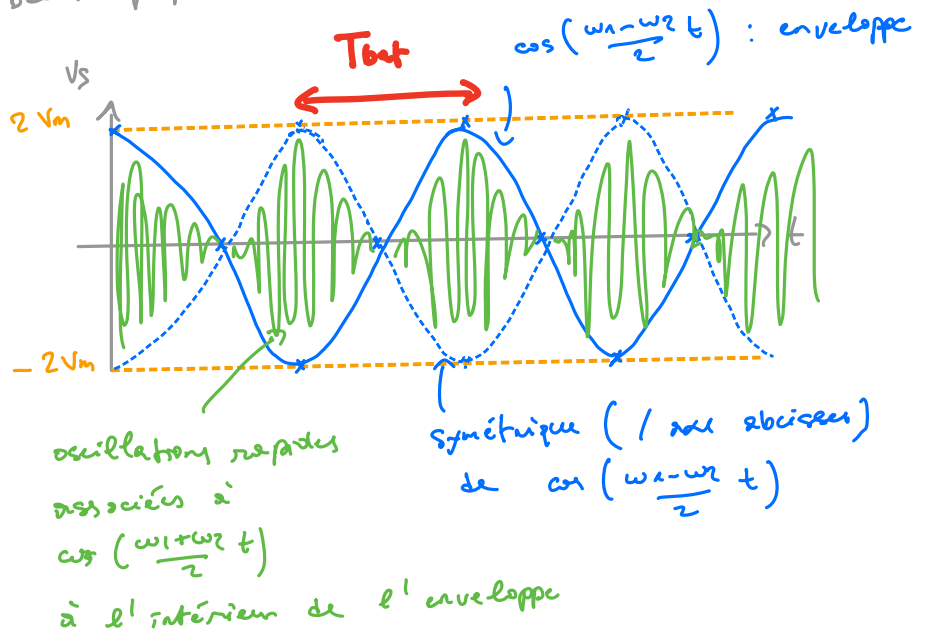
Donc $\cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right)$ varie beaucoup plus lentement que $\cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right)$.

V_s a l'allure suivante:

le terme en $\cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right)$
 ("cos lent") est l'enveloppe,
 celui en $\cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right)$

("cos rapide") décrit les
 oscillations à l'intérieur
 de l'enveloppe.

Ce phénomène est appelé
battements.

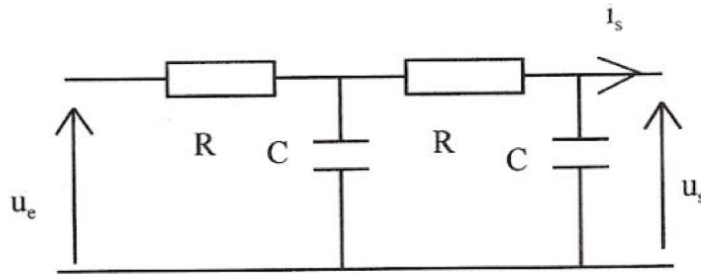


La période des battements est associée à un "paquet" d'oscillations, donc correspond à $1/2$ période de $\cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right)$. Donc $T_{bat} = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{\left|\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right|} = \frac{2\pi}{|\omega_1 - \omega_2|}$

D'où $f_{bat} = \frac{|\omega_1 - \omega_2|}{2} = |f_1 - f_2|$

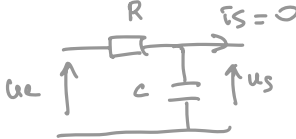
Exercice 3

On considère l'association en cascade de deux filtres passe bas RC :



On note H_1 la fonction de transfert d'une seule RC à vide et H_2 la fonction de transfert de l'ensemble, à vide également.

1. Déterminer H_1 et H_2 .
2. Vérifier que $H_2 \neq H_1^2$ et expliquer pourquoi.
3. Expliquer ce qu'il faudrait ajouter pour avoir $H_2 = H_1^2$ et faire le schéma de l'ensemble.
4. On peut ainsi mettre plusieurs filtres en cascade. Quel peut en être l'intérêt ?

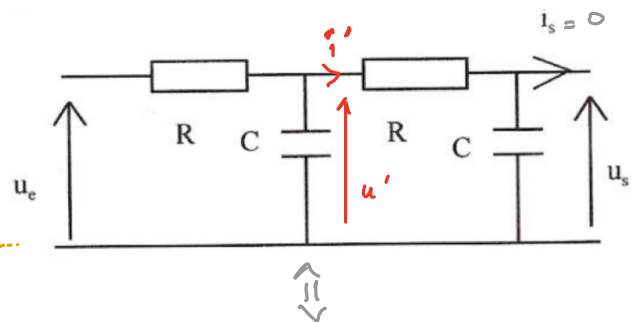
1.  H_1 est la fct de transfert d'un passe bas RC 1° ordre.

$$\underline{H_1} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

Pour calculer $\underline{H_2}$, on procède en 2 étapes :

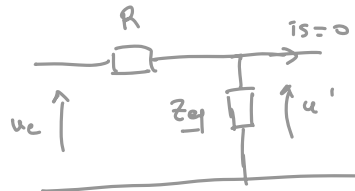
Avec le schéma original, on relie $\underline{u_s}$ et $\underline{u'}$:

$$\underline{u_s} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \underline{u'} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \underline{u'} = \underline{H_1} \underline{u'}$$



Ensuite, on calcule $\underline{Z_{eq}}$ pour $C \parallel (R + C)$:

$$\underline{Z_{eq}} = \frac{(1/j\omega C) \times (R + 1/j\omega C)}{1/j\omega C + R + 1/j\omega C} = \frac{R + 1/j\omega C}{2 + jRC\omega}$$



On utilise ensuite le pont diviseur de tension :

$$\begin{aligned} \underline{u'} &= \frac{\underline{Z_{eq}}}{\underline{Z_{eq}} + R} \underline{u_e} = \frac{\frac{R + 1/j\omega C}{2 + jRC\omega}}{\frac{R + 1/j\omega C}{2 + jRC\omega} + R} \underline{u_e} = \frac{R + 1/j\omega C}{R + 1/j\omega C + R(2 + jRC\omega)} \underline{u_e} \\ &= \frac{R + 1/j\omega C}{3R + 1/j\omega C + jR^2C\omega} \underline{u_e} \\ &= \frac{1 + jRC\omega}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2} \underline{u_e} \end{aligned}$$

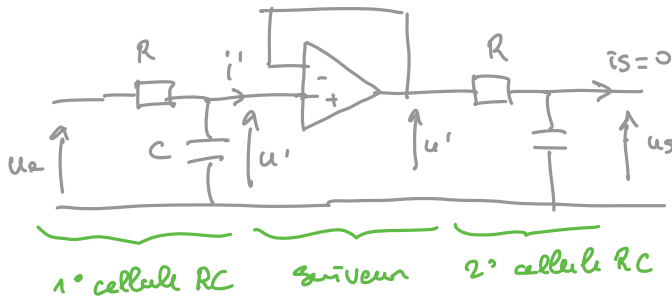
On rassemble les deux : $\underline{u_s} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \times \frac{1 + jRC\omega}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2} \underline{u_e}$

D'où $\underline{H_2} = \frac{1}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2}$

$$2. \underline{H_1}^2 = \frac{1}{(1+jRC\omega)^2} = \frac{1}{1+2jRC\omega - R^2C^2\omega^2} \quad \text{donc } \underline{H_1}^2 \neq \underline{H_2}$$

Il est tentant d'écrire $\begin{cases} \underline{u_s} = \underline{H_1} \underline{u'} \\ \underline{u'} = \underline{H_1} \underline{u_e} \end{cases} \Rightarrow \underline{u_s} = \underline{H_1}^2 \underline{u_e}$, mais $\underline{u'} = \underline{H_1} \underline{u_e}$ est faux car la première cellule ne fonctionne pas si $i' \neq 0$.

3. On peut intercaler un montage suiveur entre les 2 cellules :

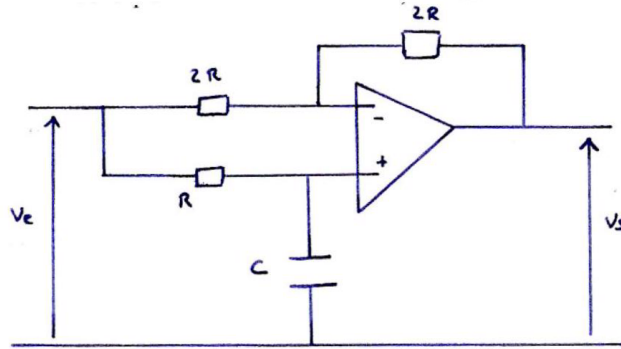


Cette fois, on a toujours u' en entrée de la 2° cellule, mais $i' = 0$.

4. Avec 2 filtres d'ordre 1 en cascade on obtient un filtre d'ordre 2, qui présente des variations de gain + rapide autour de la fréquence de coupure.

Exercice 4

Dans le montage ci-dessous, l'ALI est considéré comme idéal et fonctionne en régime linéaire.



1. Donner l'expression de la fonction de transfert
2. En déduire les expressions du gain et du déphasage
3. Tracer la courbe $\varphi(\omega)$. Quelle est l'utilité de ce montage?

1. Millman entrée - : $V^- = \frac{V_e/2R + V_s/2R}{1/2R + 1/2R} = \frac{V_e + V_s}{2}$

Millman entrée + : $V^+ = \frac{V_e/R}{1/R + j\omega C} = \frac{V_e}{1 + j\omega RC}$

Or $V^+ = V^-$ (régime linéaire) d'où :

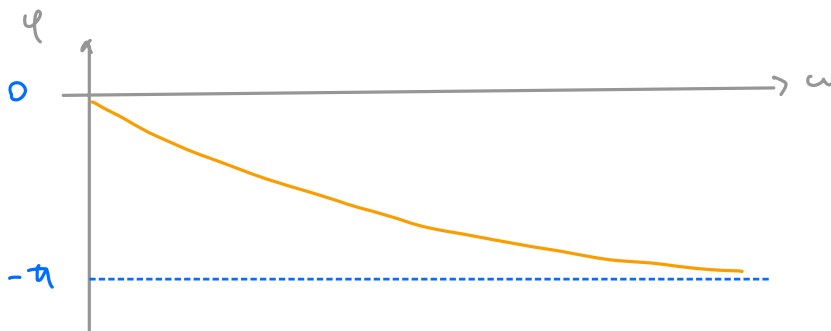
$$\frac{V_e + V_s}{2} = \frac{V_e}{1 + j\omega RC} \quad \text{soit} \quad V_e(1 + j\omega RC) + V_s(1 + j\omega RC) = 2V_e$$

$$\text{soit} \quad V_s(1 + j\omega RC) = V_e(1 - j\omega RC)$$

on en déduit $\underline{H} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$

2. $G = |\underline{H}| = \frac{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} = 1$ et $\phi = \arg(\underline{H}) = -2 \arctan(RC\omega)$

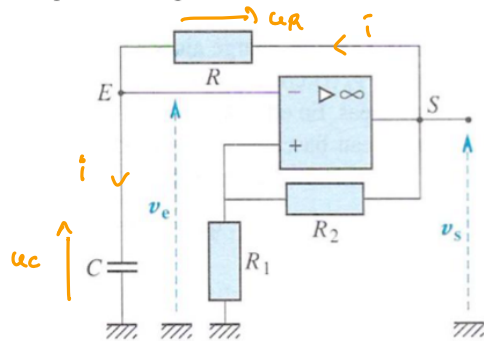
3. Ce n'est pas un filtre ($G=1$ pour toutes les fréquences), seule la phase est modifiée : c'est un montage déphaseur.



Exercice 5

Dans le montage représenté ci-dessous, l'ALI est considéré comme idéal et fonctionne en régime saturé. On considère que, initialement, le condensateur est déchargé et que $v_s = +V_{sat}$. On prendra $R_1 = R_2$.

1. Donner la relation entre V_s et V_+ .
2. Expliquer qualitativement (mais précisément) ce qui va se passer.
3. Tracer l'allure de V_+ et V_s .
4. Etablir l'expression de v_e avec $v_s = +V_{sat}$ et $v_e(t=0) = -\frac{V_{sat}}{2}$.
5. En déduire l'expression de la période du phénomène obtenu.



1. pont diviseur de tension : $V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$

2. Initialement $v_c = 0$ (condensateur déchargé) et $V_s = +V_{sat}$

Donc $v_R = +V_{sat}$ et $i = \frac{V_{sat}}{R}$.

Le condensateur va se charger, $v_c \uparrow$.

Cela dure jusqu'à ce que $V_- = v_c$ atteigne la valeur $\frac{R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2}$,

alors l'AO bascule en saturation basse, i change de sens

et le condensateur se décharge puis se charge dans l'autre sens.

On bascule à nouveau lorsque v_c passe en dessous de $-\frac{R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2}$ etc...

3 et 4.

On peut de $\begin{cases} V_s = -V_{sat} \\ v_c = \frac{R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2} \end{cases}$ c'est à dire juste après le 1^{er} basculement

donc $v_c + v_R = V_s = -V_{sat}$ (loi des mailles)

soit $\frac{dv_c}{dt} + \frac{1}{\tau} v_c = -\frac{V_{sat}}{\tau}$ avec $\tau = RC$

solution : $v_c = \lambda e^{-t/\tau} - V_{sat}$ et on utilise la c.t. : $\beta V_{sat} = \lambda - V_{sat} \Rightarrow \lambda = (1 + \beta) V_{sat}$

donc $v_c = (1 + \beta) V_{sat} e^{-t/\tau} - V_{sat}$

Le basculement vers $+V_{sat}$ sera atteint pour $v_c = -\beta V_{sat}$,

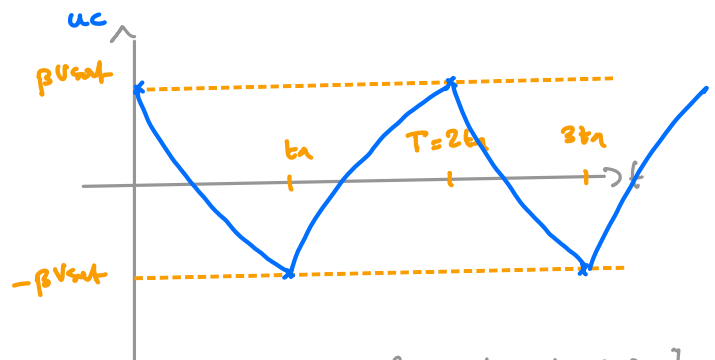
donc $-\beta V_{sat} = (1 + \beta) V_{sat} e^{-t_1/\tau} - V_{sat}$

soit $e^{-t_1/\tau} = \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$

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

C'est le même principe, dans l'autre sens, après le basculement et ensuite

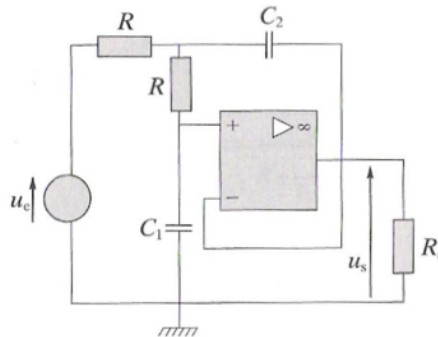
on recommence ... la période vaut $T = 2t_1$ soit $T = 2RC \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right) = 2RC \ln(3)$ si $R_1 = R_2$



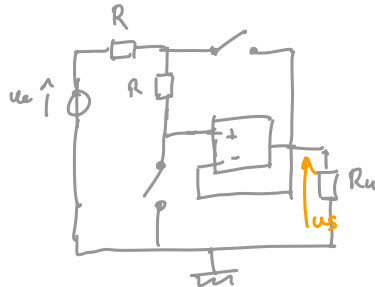
Exercice 6

Dans le montage ci-dessous, l'amplificateur opérationnel est considéré comme idéal et fonctionne en régime linéaire. Le générateur délivre une tension u_e sinusoïdale.

1. Déterminer qualitativement le comportement de ce filtre
2. Donner l'expression de la fonction de transfert



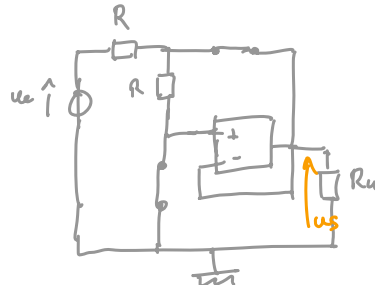
En BF:



les courants dans les 2 résistances R sont nuls, donc les tensions à leurs bornes aussi.

On en déduit que $V^+ = u_e$
Comme $V^+ = V^-$ (régime linéaire) et
 $u_s = V^-$, on a donc $u_s = u_e$

En AF:



$V^+ = 0$ (relié à la masse) et
 $u_s = V^- = V^+$ donc $u_s = 0$

filtre passe bas

2. Millman au point A : $V_A = \frac{V_B/R}{\frac{1}{R} + j\omega C_1} = \frac{V_B}{1 + j\omega R C_1}$ il s'agit des grandeurs complexes -

Millman au point B : $V_B = \frac{u_e/R + V_A/R + j\omega C_2 u_s}{\frac{2}{R} + j\omega C_2} = \frac{u_e + V_A + j\omega R C_2 u_s}{2 + j\omega R C_2}$

Donc, $V_A = V^+ = V^- = u_s$

On élimine V_B entre les 2 équations : $u_s(1 + j\omega R C_1) = \frac{u_e + u_s + j\omega R C_2 u_s}{2 + j\omega R C_2}$

Soit $u_s \left[(1 + j\omega R C_1)(2 + j\omega R C_2) - 1 - j\omega R C_2 \right] = u_e$

$$2 + j\omega R C_2 + 2 + j\omega R C_1 - 1 - j\omega R C_2 = 1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2 + 2 j\omega R C_1$$

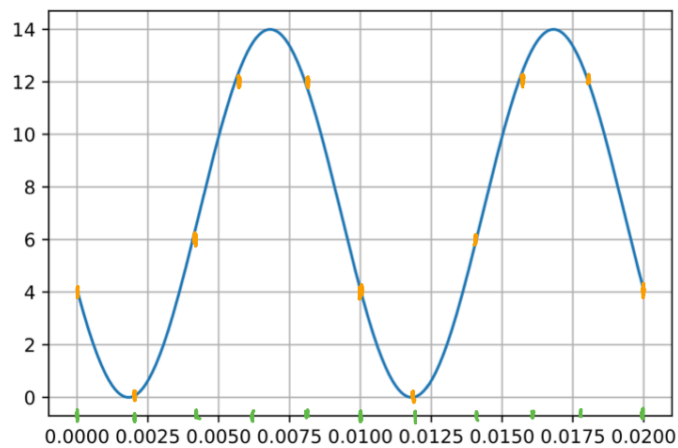
Donc $\underline{H} = \frac{u_s}{u_e}$ donne :

$$\underline{H} = \frac{1}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2 + 2 j\omega R C_1}$$

passé bas du 2^e ordre, c'est cohérent avec l'analyse qualitative -

Exercice 7

Convertir le signal ci-dessous en une suite de 0 et 1 en considérant un échantillonnage à la fréquence $f_{ech} = 500Hz$ quantifié sur 3 bits.



$$\hookrightarrow T_{ech} = 2ms = 0,002s$$

0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

010/000/011/110/110/010/000/011/110/110/010

Exercice 8

On cherche à enregistrer un concert sur un CD audio, en format non compressé (WAV par exemple) afin de ne pas perdre en qualité. Le son est capté par un microphone (signal analogique), filtré par un passe-bas et enfin échantillonné à une fréquence $f_e = 44,1 \text{ kHz}$. La transcription numérique est faite sur 16 bits. Les fréquences audibles pour l'être humain sont réputées comprises entre 20 Hz et 20 kHz.

1. Quelle est la fréquence d'échantillonnage minimale à adopter pour enregistrer correctement le spectre audible ? Commenter le choix de f_e adopté pour ce CD.

2. Un ultrason à 43 kHz est présent dans l'environnement du concert. Est-il perçu par les spectateurs ? Que se passe-t-il si on omet de placer un filtre passe-bas avant le CAN : est-il audible sur l'enregistrement ?

3. Quelle fréquence de coupure doit-on adopter pour ce filtre si on veut bien restituer le son perçu par l'oreille humaine lors du concert ? Quel problème apporte ce filtre ? Pour le contrer, on utilise un filtre passe-bas d'ordre élevé et un suréchantillonnage (f_e plus élevée que ce que prévoit le critère de Nyquist-Shannon) : expliquer pourquoi on fait cela.

4. On cherche à déterminer la durée maximale d'enregistrement qui peut être portée par un CD du commerce (700 Mo, un octet valant 8 bits). Sachant que l'enregistrement est stéréo (2 sons à restituer en même temps, combien de bits sont nécessaires pour un enregistrement d'une seconde ? En déduire la durée maximale du concert pour qu'il tienne sur un CD.

5. En utilisant un format de compression MP3, le signal numérisé est traité pour enlever les redondances et supprimer les signaux peu audibles (on perd alors en qualité). Cela permet de diviser les données numériques d'un facteur 4 à 20. Quelle durée d'enregistrement MP3 peut-on alors porter sur un CD commercial ?

1. $2f_{\text{max}}$, donc 40 kHz. il y a un peu de marge ... (→ question 3).

2. Non, 43 kHz = (largement) ultrason --
on a l'absence de filtre antialiasing à $\sim 20 \text{ kHz}$, on va récupérer du 1,1 kHz qui lui sera audible.

3. $f_c \sim 20 \text{ kHz}$.  2pb :- on atténue le haut de la BP - on n'élimine pas complètement ce qui est juste après f_c . d'où un ordre élevé (+ abrupt) et le sur-échantillonnage

4. 1s à 44,1 kHz : $4,41 \cdot 10^4$ échantillons
↓ x2 (stéréo)

joue sur les 2
joue sur le 2°.

on trouve 74 min.
en recherchant ...

$8,82 \cdot 10^4$ échantillons
↓ sur 16 bits
(2 octets)

$1,76 \cdot 10^5$ octets (176 ko)
 $1,41 \cdot 10^6$ bits (1,41 Mbits)

700 Mo
→ env. 4023s
(1h 7 min) (67 min)

5. 4 à 20 fois plus ...

