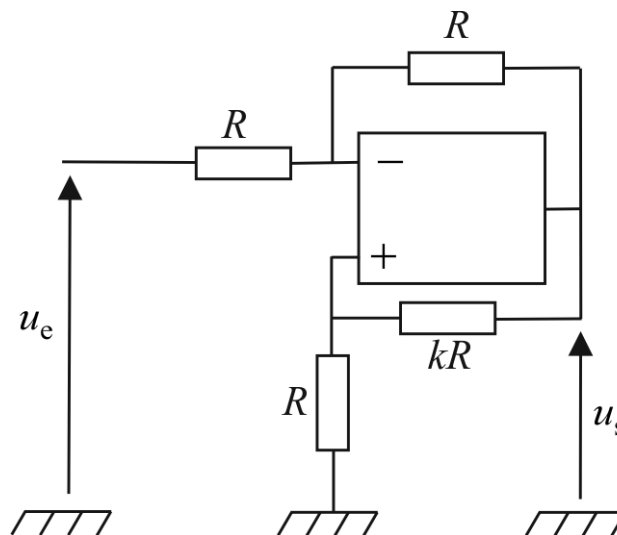


1. Rétroaction

Exercice 1 : Compétition de rétroaction et stabilité

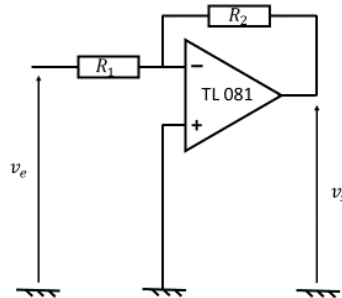
On considère le montage suivant (dit « résistance négative ») et on suppose jusqu'à nouvel ordre que l'on modélise l'ALI par un système passe-bas du premier ordre de gain statique μ_0 et de constante de temps τ .



1. Peut-on prévoir sans analyse approfondie la stabilité ou l'instabilité du montage ?
2. Effectuer cette étude. A quelle condition sur le coefficient k le montage est-il stable ? Interpréter.
3. Cette condition étant vérifiée, et dans le cas d'un ALI supposé idéal, exprimer le gain $G = \frac{u_s}{u_e}$ du montage. Que devient celui-ci lorsque k tend vers la valeur limite de stabilité ? Que se passe-t-il alors ? Le système peut-il se mettre à osciller ?
4. Dans le cadre du modèle de l'ALI réel passe-bas du premier ordre en régime linéaire, donner un schéma-bloc fonctionnel du montage, en précisant les trois opérateurs linéaires y intervenant. Retrouver la condition de stabilité. Exprimer la fonction de transfert en boucle fermée ou gain du système bouclé.
5. Que se passe-t-il si l'on permute les entrées inverseuse et non inverseuse de l'ALI ? Interpréter.

Exercice 2 : Amplificateur inverseur et rétroaction

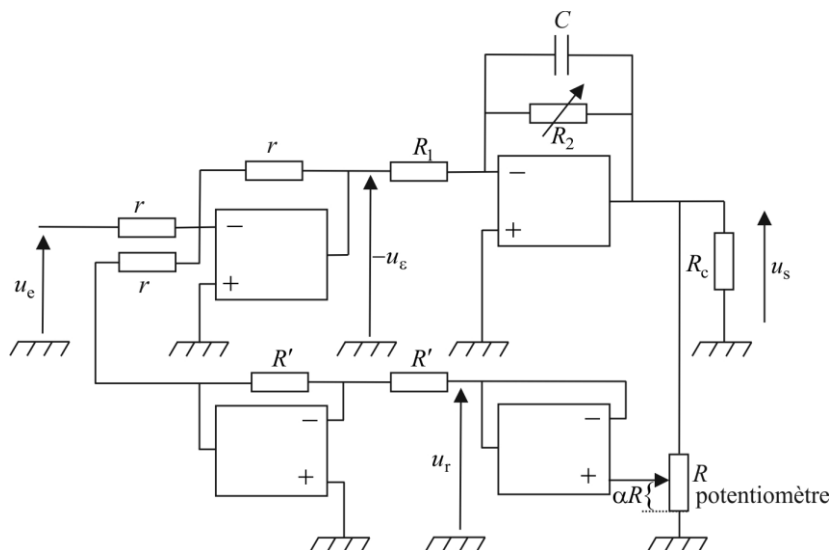
On considère un amplificateur inverseur réalisé avec deux résistances valant $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 68 \text{ k}\Omega$:



On modélise l'ALI par un système passe-bas du premier ordre de gain statique μ_0 et de constante de temps τ .

1. Etudier la stabilité du montage et conclure quant à la possibilité de fonctionnement en régime linéaire. Pouvait-on le prévoir sans calcul ?
2. Proposer un schéma-bloc fonctionnel composé de trois opérateurs linéaires dont on précisera les fonctions de transfert.
3. Exprimer le gain $G = \frac{v_s}{v_e}$ à très basse fréquence (c'est la fonction de transfert en boucle fermée). Que devient ce gain si on adopte le modèle de l'ALI idéal ? Commenter.
4. On revient au cas de l'ALI réel (système passe-bas du premier ordre). Exprimer la bande passante à -3 dB du montage en fonction du produit $\mu_0 f_0$ où est la fréquence de coupure à -3dB de l'ALI. Proposer une valeur numérique et conclure. A quelle condition les résultats de la question 3 sont-ils valides ?

Exercice 3 : Augmentation de la bande passante d'un filtre par rétroaction



On considère le montage ci-dessus dans lequel on suppose tous les ALI idéaux.

1. Les différents ALI fonctionnent-ils en régime linéaire ?
2. Identifier la chaîne d'action, la chaîne de retour et le soustracteur.
3. Calculer la fonction de transfert $\underline{\mu}(j\omega) = \frac{u_s}{u_e}$ de la chaîne d'action et donner les expressions de son gain μ_0 dans la bande passante et de sa fréquence de coupure f_0 . Quelle est sa fonction ?
4. Calculer la fonction de transfert $\underline{\beta}(j\omega) = \frac{u_r}{u_s}$ de la chaîne de retour. Quelle est sa fonction ?
5. Calculer la fonction de transfert en boucle fermée $\underline{H}(j\omega) = \frac{u_s}{u_e}$ du système bouclé et donner les expressions de son gain H_0 dans la bande passante et de sa fréquence de coupure f_c en fonction de α , μ_0 et f_0 . Le système est-il stable ?
6. Comparer les produits gain \times bande passante de la chaîne directe et du système bouclé ainsi que les graphes de leurs gains en décibels. Conclure quant à l'intérêt du montage.

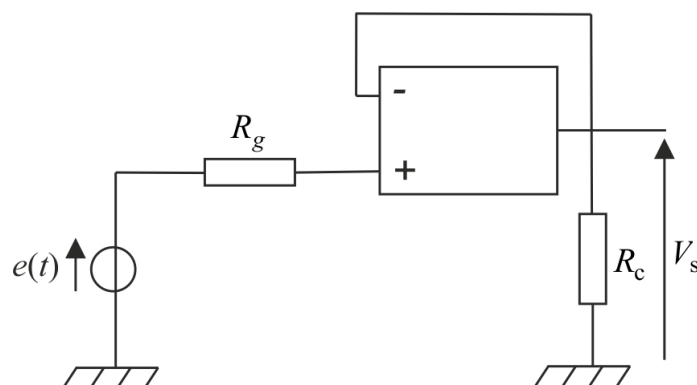
Exercice 4 : Bande passante d'un intégrateur inverseur

On réalise un montage intégrateur inverseur à l'aide d'un ALI, d'une résistance $R = 1 \text{ k}\Omega$ et d'une capacité $C = 100 \text{ nF}$. On modélise l'ALI par un système passe-bas du premier ordre de gain statique μ_0 et de constante de temps τ .

1. Montrer que la fonction de transfert du montage est du second ordre. Identifier sa nature.
2. Justifier qu'il est légitime, compte tenu des ordres de grandeur, de factoriser la fonction de transfert sous forme de deux facteurs du premier ordre mettant en jeu les constantes de temps $\tau_1 = \frac{\tau}{\mu_0}$ et $\tau_2 = \mu_0 RC$. Comparer ces constantes de temps.
3. La gamme des fréquences d'utilisation est choisie égale à $[1 \text{ Hz} ; 1 \text{ MHz}]$. Quel est, dans cet intervalle, le comportement approché du montage ? Conclure.

Exercice 5 : Mise en évidence des défauts de l'ALI par analyse spectrale

On considère un montage suiveur attaqué par un GBF de résistance interne R_g délivrant un signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude E . La sortie du suiveur est chargée par une résistance R_c .

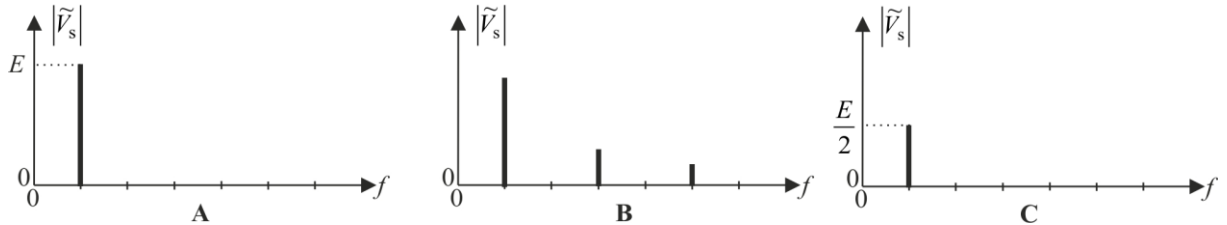


1. Si l'ALI se comporte idéalement, que vaut $V_s(t)$? Quel est l'intérêt du montage ?
2. On mesure la tension $V_s(t)$ et on en fait l'analyse de Fourier pour différentes valeurs de E , f et R_c .

Avec $R_c = 10 \text{ k}\Omega$, on réalise successivement les trois expériences suivantes :

- Expérience 1 : $E = 20 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$
- Expérience 2 : $E = 1 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$
- Expérience 3 : $E = 1 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ MHz}$

On obtient les trois spectres A, B et C représentés ci-dessous :



Relier chaque expérience à chaque spectre et interpréter. Que vaut la fréquence de coupure de l'ALI ?

3. Pour $E = 10 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$, des harmoniques apparaissent dans le spectre de $V_s(t)$ pour $R_c < 500 \Omega$. Identifier et quantifier le défaut qui en est responsable.
4. Pour $E = 10 \text{ V}$ et $R_c = 10 \text{ k}\Omega$, des harmoniques apparaissent dans le spectre de $V_s(t)$ pour $f > 250 \text{ kHz}$. Identifier et quantifier le défaut qui en est responsable.

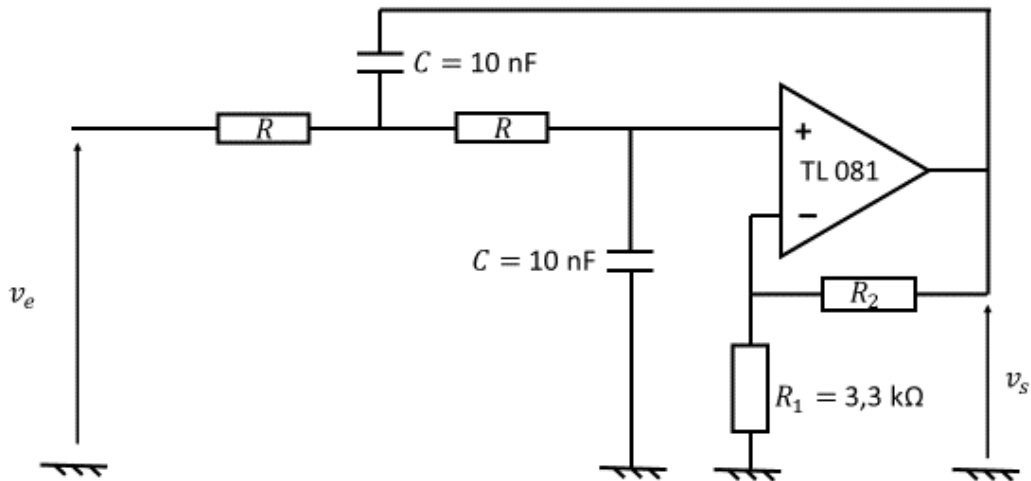
Exercice 6 : Adaptation d'impédance et rétroaction

On considère un ALI de l'ancienne génération (modèle 741) dont on donne le gain statique $\mu_0 \approx 2.10^5$, la résistance d'entrée différentielle $R_d \approx 2 \text{ M}\Omega$ (valeur modeste comparée aux $10^{12} \Omega$ offerts par un TL 081 de conception plus récente) et la résistance de sortie $R_s^{ALI} \approx 20 \Omega$. Celui-ci est monté dans un montage amplificateur non inverseur de gain $G = 100$. On travaille à assez basse fréquence pour que le comportement passe-bas de l'ALI n'apparaisse pas.

1. Représenter le schéma électrique équivalent du montage (on fera apparaître notamment la résistance d'entrée différentielle R_d et on assimilera la sortie de l'ALI à un générateur de Thévenin de fém $\mu_0 \varepsilon$ et de résistance interne R_s^{ALI}).
2. On travaille dans un premier temps à sortie ouverte. Donner la relation entre la tension d'entrée $v_e(t)$ et le courant d'entrée $i_e(t)$ pénétrant dans l'entrée non inverseuse de l'ALI. En déduire que le montage, vu de l'entrée, est équivalent à une résistance R_e que l'on exprimera et calculera numériquement. Conclure.
3. La sortie du montage est maintenant connectée à une résistance de charge $R_u \approx 1 \text{ k}\Omega$ si bien que le montage débite un courant $i_s(t)$ dans cette résistance. Quelle hypothèse peut-on faire concernant le courant de rétroaction sur l'entrée inverseuse de l'ALI ? Exprimer la tension de sortie $v_s(t)$ du montage en fonction de la tension d'entrée $v_e(t)$ et du courant de sortie $i_s(t)$. En déduire que le montage, vu de la sortie, est équivalent à un générateur de Thévenin dont on donnera la fém ainsi que la résistance interne R_s : cette dernière n'est autre que la résistance de sortie du montage. La calculer numériquement. Conclure.
4. Que deviennent les résistances d'entrée R_e et R_s dans le cas d'un montage suiveur ? Conclure.

Exercice 7 : Filtres actifs (schéma de Sallen et Key)

On considère un filtre actif fondé sur le schéma de Sallen et Key :



L'ALI est supposé idéal et fonctionne en régime linéaire.

1. Est-il évident que l'ALI fonctionne bien en régime linéaire ? On ne fera pas ici l'analyse complète de la stabilité du montage, les calculs étant lourds.
2. Prévoir sans aucun calcul la fonction de ce filtre. Exprimer sans calcul le gain G en très basse fréquence.
3. Quelles sont les trois grandes étapes du raisonnement permettant de calculer la fonction de transfert ? Les écrire méthodiquement et montrer que l'on aboutit à l'expression :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{G}{1 + j(3 - G)RC\omega - (RC\omega)^2}$$

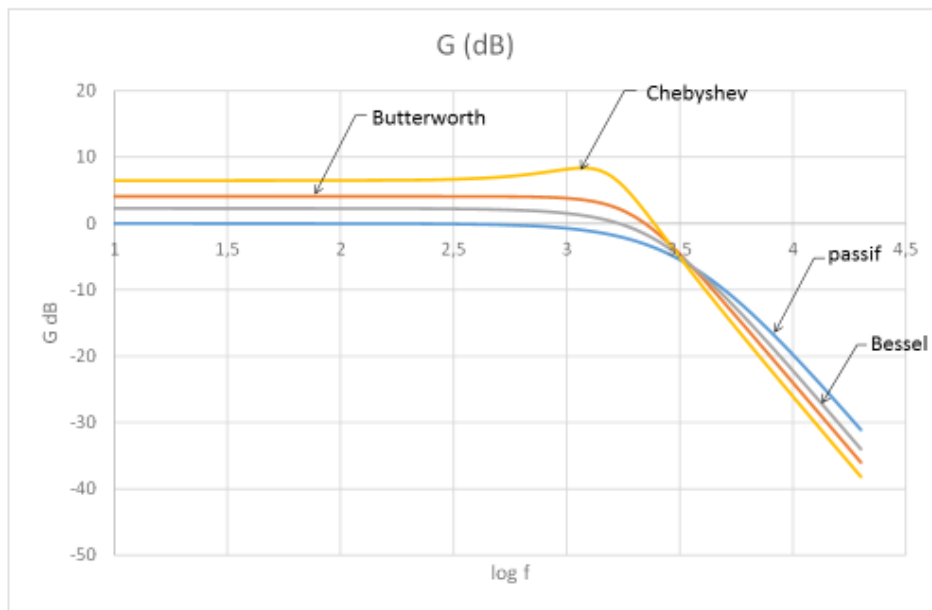
4. A quelle condition la stabilité du montage est-elle assurée ?

Nous allons étudier successivement trois types de filtres à l'aide de cet unique montage : Bessel, Butterworth et Chebyshev. Les valeurs des résistances et du gain G sont les suivantes :

	R	R_2	G
Bessel	6,8 kΩ	1 kΩ	1,3
Butterworth	8,2 kΩ	2 kΩ	1,6
Chebyshev	10 kΩ	3,6 kΩ	2,1

En fait, c'est uniquement la valeur de G , et donc de R_2 qui détermine la nature du filtre (Bessel, Butterworth ou Chebyshev). Les différentes valeurs de R proposées ci-dessus pour chaque filtre n'ont pas d'autre utilité que de s'assurer que les trois filtres ont bien la même fréquence f_c de coupure à -3 dB : $f_c \approx 2$ kHz.

5. On donne ci-dessous les courbes de gain en dB des trois filtres, ainsi que celle d'un filtre purement passif du second ordre, de même fréquence de coupure :



Quels sont les avantages et les inconvénients comparés des différents filtres ?

De manière très générale, la fonction de transfert d'un filtre passe-bas d'ordre 2 peut s'écrire de façon générique sous la forme : $\underline{H}(j\omega) = \frac{G}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} - (\frac{\omega}{\omega_0})^2}$ où Q désigne le facteur de qualité du filtre.

6. Quelle est l'équation différentielle liant $v_s(t)$ et $v_e(t)$?

Dans le cas du filtre passif du second ordre évoqué ci-dessus, la fonction de transfert s'écrit :

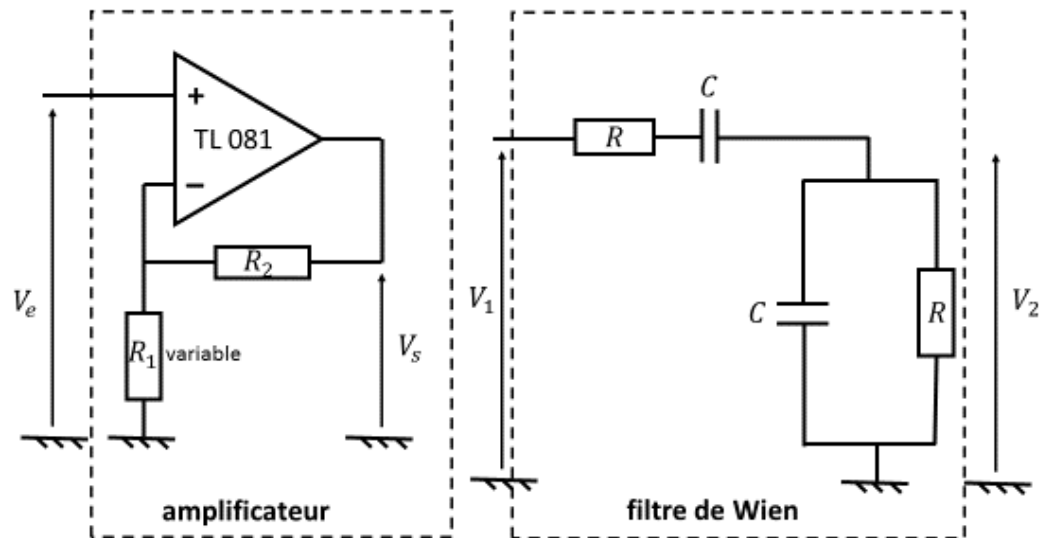
$$\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{(1 + jRC\omega)^2}$$

7. Que vaut le facteur de qualité Q de chacun des quatre filtres ? En déduire l'allure de la réponse $v_s(t)$ donnée par ces différents filtres à un signal créneau de basse fréquence (de l'ordre de 100 Hz par exemple). Classer ces filtres par ordre décroissant de « fidélité » de la réponse délivrée au signal d'entrée.
8. Synthétiser dans un tableau les qualités comparées des filtres d'ordre 2 étudiés ici en attribuant à chaque filtre une « note » comprise entre « * » (moyen) et « *** » (très bon).

2. Oscillateurs

Exercice 8 : Thème et Variations autour de l'oscillateur de Wien

On souhaite réaliser un oscillateur mettant en jeu les deux montages représentés ci-dessous :



On donne les valeurs des composants :

- $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ en série avec un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$
- $R = 3,3 \text{ k}\Omega$ et $C = 4,7 \text{ nF}$

1. Comment associer ces deux montages pour mettre en œuvre un oscillateur (on attend un schéma) ? Quelle condition doit vérifier le gain G de l'amplificateur pour obtenir des oscillations quasi-sinusoidales (on note G_0 cette valeur particulière) ? Que vaut alors la fréquence f_0 attendue pour ces oscillations ?

En réalité, on mesure une fréquence d'oscillation f_{osc} légèrement inférieure à la valeur attendue, d'environ 600 Hz. On se propose d'interpréter ce résultat. Pour ce faire, on modélise l'ALI par un système passe-bas du premier ordre de gain statique μ_0 et de constante de temps τ .

2. Montrer que l'amplificateur est désormais caractérisé par une fonction de transfert

$$\underline{H_a} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{G}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{où } \omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \frac{f_a}{G} \quad \text{avec } f_a \approx 1,6 \text{ MHz, caractéristique intrinsèque de l'ALI mis en œuvre. On exprimera } f_a \text{ en fonction de } A \text{ et de } \tau_0. \text{ Qualifier le comportement en fréquence de l'amplificateur.}$$

3. En déduire que la fréquence f_r pour laquelle le déphasage introduit par l'ensemble est strictement nul est donnée par la relation : $f_r \approx f_0 \left(1 - \frac{f_0}{2Qf_c}\right)$. Comparer f_r et f_{osc} et conclure.
4. Lorsqu'on augmente la valeur du gain G de l'amplificateur au-delà de la valeur G_0 , qu'observe-t-on ? Que vaut l'amplitude des oscillations ?

5. On utilise un autre filtre de Wien constitué de composants valant $R = 47 \Omega$ et $C = 330 \text{ nF}$. Que peut-on dire de la fréquence attendue pour les oscillations quasi-sinusoïdales ? Lorsqu'on augmente le gain au-delà de la valeur G_0 , on observe une saturation des oscillations avec une amplitude de l'ordre de 6 V. Interpréter.
Montrer qu'à la fréquence $f_{osc} \approx f_0$, le module de l'impédance équivalente au filtre de Wien vue depuis l'amplificateur vaut : $|Z_{eq}| \approx \frac{3R}{\sqrt{2}}$. En déduire une évaluation numérique d'un des défauts de l'ALI.

On revient au filtre de Wien initial. On se place ici dans le régime transitoire séparant l'état de repos du circuit bouclé du régime d'oscillations établies.

6. En considérant que $f_{osc} \approx f_0$ (on néglige donc le comportement passe-bas de l'amplificateur), montrer que la tension $V_1(t)$ est régie par l'équation différentielle :

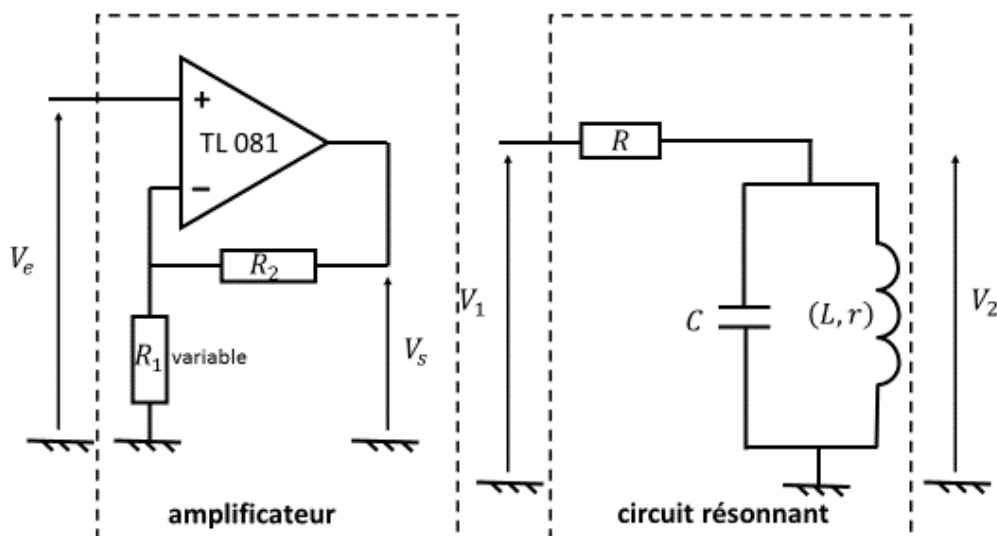
$$\frac{d^2V_1}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q}(1 - GH_0) \frac{dV_1}{dt} + \omega_0^2 V_1(t) = 0$$

A quelle condition sur le gain G de l'amplificateur des oscillations peuvent-elles prendre naissance ? Cette condition étant vérifiée, montrer que le temps caractéristique τ d'établissement des oscillations est donné par : $\tau = \frac{2Q}{(GH_0 - 1)\omega_0}$.

7. On considère ici un circuit additionnel constitué d'une résistance R' et d'une capacité C' en série. Proposer un protocole permettant de visualiser la dérivée d'une tension sinusoïdale de pulsation ω appliquée aux bornes de ce circuit. On attend une proposition de solution complète, incluant les valeurs numériques argumentées des composants à utiliser.
8. En déduire une méthode permettant de visualiser le portrait de phase de l'oscillateur.

Exercice 9 : Facteur de qualité du circuit résonnant et stabilité en fréquence d'un oscillateur

On s'intéresse ici à un oscillateur mettant en jeu les deux montages suivants :



Les valeurs numériques des composants sont les suivantes :

- $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ en série avec un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$
- $R = 220 \Omega$, $C = 470 \text{ nF}$ et une bobine modélisée par une inductance pure $L = 22 \mu\text{H}$ en série avec une résistance interne $r = 0,75 \Omega$.

On s'intéresse dans un premier temps au circuit résonnant seul. La fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = \frac{V_2}{V_1}$

du circuit résonnant se met sous la forme : $\underline{H}(j\omega) = \frac{j\frac{\omega}{RC} + \frac{r}{R}\omega^2}{-\omega^2 + (1 + \frac{r}{R})\omega_0^2 + j\frac{\omega}{RC}(1 + \frac{rRC}{L})}$ où $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

1. L'interpréter comme une somme de deux fonctions de transfert $\underline{H}_0(j\omega)$ et $\underline{H}_1(j\omega)$, la seconde étant un terme correctif qui est nul si l'on néglige la résistance r de la bobine. Quelle est la nature de ces deux fonctions de transfert ?

Si on néglige r , quelle est la fréquence pour laquelle la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ est réelle ?

2. On tient compte dorénavant de la résistance interne r de la bobine. Montrer que la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ est réelle pour la fréquence $f_d = f_0 \sqrt{1 - \frac{r^2 C}{L}}$ où $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.

Proposer un protocole permettant de mesurer f_d . Comparer numériquement les deux fréquences f_d et f_0 . Conclure.

3. On **admet** par ailleurs que le gain $K(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} |\underline{H}(j\omega)|$ est maximal pour la fréquence $f_m \approx f_0 \left(1 + \frac{r}{2R}\right)$. Comparer numériquement les deux fréquences f_m et f_0 . Conclure.
4. Aux fréquences voisines de f_0 , montrer que l'impédance équivalente à l'association « $C // L$ » vaut sensiblement $R_{\parallel} \approx \frac{L}{rC}$: elle est donc purement résistive. En déduire que le gain maximum du circuit résonnant vaut sensiblement : $K_m \approx \frac{R_{\parallel}}{R_{\parallel} + R}$.
5. Aux fréquences voisines de f_0 , on admet que la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ est assimilable à $\underline{H}_0(j\omega)$. On rappelle par ailleurs que le facteur de qualité Q associé à un tel circuit résonnant est défini par : $\underline{H}(j\omega) = \frac{K_m}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$.

Montrer que le facteur de qualité vaut sensiblement : $Q \approx \frac{R_{\parallel}}{R_{\parallel} + R} RC \omega_0$. Le calculer numériquement et comparer sa valeur à celle du filtre de Wien.

Quel est le lien entre Q , la fréquence f_0 et la bande passante à -3dB Δf du circuit résonnant ?

Proposer un protocole permettant de mesurer Q .

On aborde maintenant l'étude du système bouclé constituant l'oscillateur.

6. Comment associer les deux montages pour mettre en œuvre un oscillateur (on attend un schéma) ? Quelle condition doit vérifier le gain G de l'amplificateur pour obtenir des oscillations quasi-sinusoïdales (on note G_0 cette valeur particulière) ? Que vaut alors la fréquence f_0 attendue pour ces oscillations ?

En réalité, on mesure une fréquence d'oscillation f_{osc} légèrement inférieure à la valeur attendue, d'environ 200 Hz. Cela est dû au comportement passe-bas du premier ordre de l'ALI et donc de l'amplificateur.

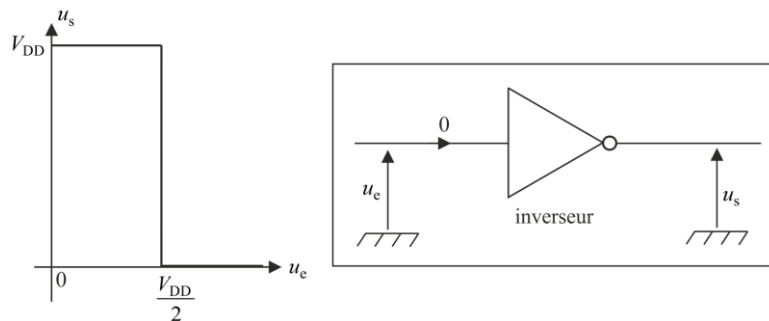
7. Sachant que le produit gain \times bande passante de l'ALI utilisé vaut 4 MHz, évaluer la fréquence de coupure f_c de l'amplificateur pour le gain G_0 .

8. La fréquence f_r pour laquelle le déphasage introduit par l'ensemble est strictement nul est donnée par la relation : $f_r \approx f_0 \left(1 - \frac{f_0}{2Qf_c}\right)$. Comparer f_r et f_{osc} et conclure.
9. Comparer également f_r et f_0 . Qu'aurait-on obtenu pour un oscillateur de Wien oscillant à la même fréquence ? Conclure quant au lien existant entre le facteur de qualité du circuit résonnant et la stabilité en fréquence d'un oscillateur.

Exercice 10 : Oscillateur de Pierce à inverseur logique

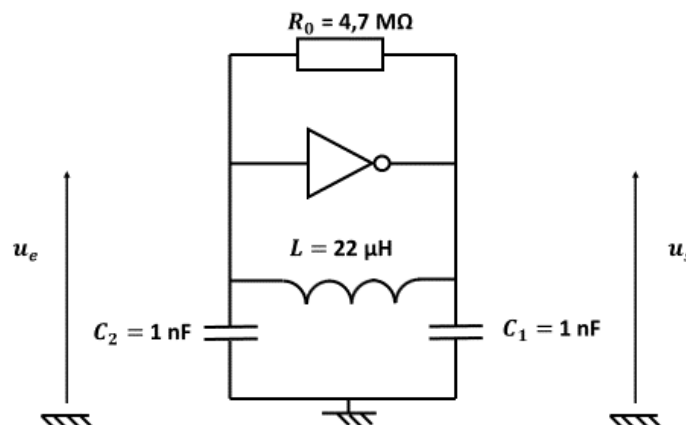
L'objet de cet exercice est d'étudier un oscillateur de Pierce « haute fréquence » mettant en jeu un inverseur logique et un réseau de réaction résonnant. De telles réalisations sont cruciales tant pour cadencer des prises d'échantillons (échantillonnage d'un signal analogique) que pour réaliser des étalons de mesure du temps (horloges).

Le circuit intégré HEF4069UBP contenant l'inverseur logique utilisé doit être alimenté entre la masse 0 V et $V_{DD} \approx 15$ V. La caractéristique de transfert $u_s = f(u_e)$ de l'inverseur logique utilisé est en première approximation la suivante :



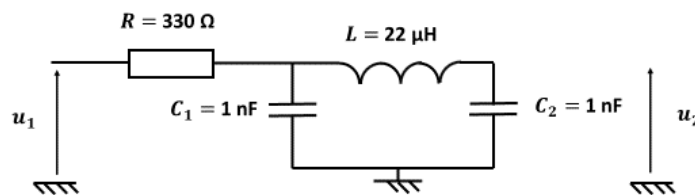
Le gain $-G$ (négatif) de l'inverseur lors du basculement (zone de pente négative abrupte) vaut approximativement : $-G \approx -15$.

L'inverseur logique utilisé en régime linéaire (de gain $-G$) est associé à un circuit résonnant de manière à réaliser un oscillateur quasi-sinusoïdal haute fréquence. Le montage de l'oscillateur de Pierce étudié est le suivant :



1. Quelles doivent être les valeurs moyennes U_e et U_s des tensions d'entrée $u_e(t)$ et $u_s(t)$ autour desquelles celles-ci doivent osciller, pour que l'inverseur logique se comporte bien comme un amplificateur analogique linéaire de gain $-G$? Quel est alors le rôle de la (très grande) résistance R_0 ?

On s'intéresse tout d'abord au comportement de la chaîne de réaction (sans l'inverseur logique, donc). Mais pour que l'étude ait un sens, il est nécessaire de tenir compte de la résistance de sortie de l'inverseur logique. Celle-ci étant de l'ordre de quelques centaines d'Ohms, on la modélise par une résistance $R = 330 \Omega$. On prendra garde au fait que « l'entrée » de cette chaîne de retour se trouve à gauche sur le schéma ci-dessous, alors qu'elle était à droite sur le schéma précédent. Le schéma du montage à étudier et à câbler est donc le suivant :



2. Préciser sans aucun calcul la nature du filtre que constitue ce montage.

On donne la fonction de transfert de ce filtre (calcul non demandé) :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 - LC_2\omega^2 + jR(C_1 + C_2 - LC_1C_2\omega^2)\omega}$$

3. Calculer la pulsation ω_r pour laquelle la fonction de transfert est réelle. Déterminer également la valeur de $\underline{H}(j\omega_r)$. Quel est le déphasage introduit par le filtre à la pulsation ω_r ?
4. Pour $\omega = \omega_r + \Delta\omega$, avec $|\Delta\omega| \ll \omega_r$, montrer que la fonction de transfert se met sous la forme approchée : $\underline{H}(\omega \approx \omega_r) \approx -\frac{C_1/C_2}{1+2jQ\frac{\Delta\omega}{\omega_r}}$ où $Q = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)RC_1\omega_r$. Calculer Q numériquement. Quel est le comportement du filtre au voisinage de ω_r ? Quel phénomène apparaît ? Quel est le sens physique de Q ?
5. Proposer un protocole permettant de mesurer $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$ et en donner la valeur numérique. Quel est le lien entre Q , la fréquence f_r et la bande passante à -3dB Δf du circuit résonnant ? Proposer un protocole permettant de mesurer Q . Donner sa valeur numérique, ainsi que celle de Δf .

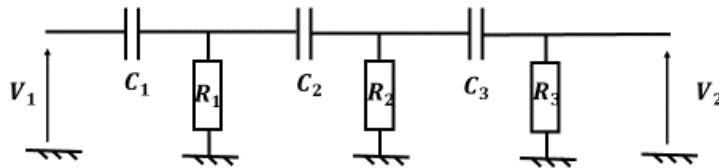
On associe maintenant la chaîne de réaction précédemment étudiée à l'inverseur logique selon le schéma électrique présenté ci-dessus. La résistance R introduite précédemment pour modéliser la résistance de sortie de l'inverseur logique est donc absente du schéma électrique, puisque présente de manière cachée au sein de l'inverseur logique. On supposera l'impédance d'entrée de l'inverseur logique infinie.

6. Exprimer la condition d'accrochage des oscillations. Quelle est la fréquence f_0 des oscillations sinusoïdales prévue par le calcul ?
7. Que peut-il se produire si l'on fait varier la valeur du rapport $\frac{C_1}{C_2}$? Quelle est la valeur maximale de C_2 compatible avec l'obtention d'oscillations si l'on fixe la valeur de C_1 ?
8. Interpréter le fait qu'avec les valeurs de C_1 et C_2 adoptées dans le montage ci-dessus, on observe malgré tout des oscillations quasi-sinusoïdales. De quel côté de l'inverseur logique s'attend-on à obtenir un signal présentant le moins d'harmoniques ?

Exercice 11 : Oscillateur à réseau déphaseur

On se propose dans cet exercice d'étudier un oscillateur mettant en œuvre une chaîne de retour non résonnante, mais introduisant un déphasage suffisant et adéquat pour pouvoir envisager la naissance d'oscillations si on l'associe, bien sûr, à un amplificateur adapté.

La chaîne de retour considérée est la suivante, avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 100 \text{ nF}$:



1. Quelle est la nature de ce montage (fonction et ordre) ? Quel est par conséquent le déphasage maximal que peut produire la chaîne de retour ? Quel déphasage faudra-t-il viser pour obtenir de possibles oscillations après associations avec un amplificateur de gain réel ? De quel type d'amplificateur doit-il nécessairement s'agir ?
2. On pose $\tau = R_1 C_1$. On suppose que la fonction de transfert du montage s'écrit :

$$\underline{H}(j\omega) = \left(\frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right)^3$$

Quelle est la pulsation ω_0 pour laquelle la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ est réelle ? Que valent le gain et la phase (ou argument) de \underline{H} à cette fréquence ?

3. Proposer des valeurs numériques simples de R_2 , R_3 , C_2 et C_3 pour que la fonction de transfert ait bien la forme indiquée ci-dessus. On attend une argumentation précise et quantitative !

On associe maintenant cette chaîne de retour à un amplificateur convenable dans le but d'obtenir des oscillations.

- Proposer un schéma de montage pour l'amplificateur, en précisant la nature de celui-ci et la valeur des composants utilisés.
- Quelle précaution est-il nécessaire de prendre pour que le dispositif fonctionne comme prévu (le prix à payer est un ALI supplémentaire) et pourquoi ?
- Déterminer le gain de l'amplificateur permettant l'obtention d'oscillations sinusoïdales et la fréquence f_{osc} de celles-ci. Commenter.
- Que se passe-t-il si on fait varier le gain de l'amplificateur ?

On se place ici dans le régime transitoire séparant l'état de repos du circuit bouclé du régime d'oscillations établies. On suppose que la **valeur absolue** G du gain de l'amplificateur est ajustée au voisinage de la condition d'accrochage des oscillations quasi-sinusoïdales ; par conséquent, la fréquence des oscillations est très voisine de f_0 .

- Montrer que la tension $V_2(t)$ est régie par l'équation différentielle :

$$(1 + G)\tau^3 \frac{d^3 V_2}{dt^3} + 3\tau^2 \frac{d^2 V_2}{dt^2} + 3\tau \frac{dV_2}{dt} + V_2(t) = 0$$

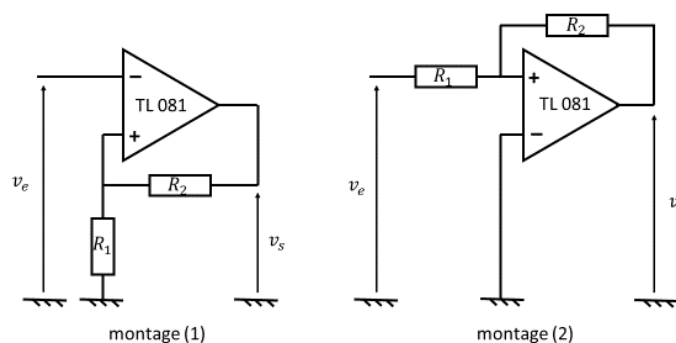
On cherche $V_2(t)$ sous la forme $V_2(t) = A \exp(\alpha t) \exp j\omega_0 t$ avec $\alpha \ll \omega_0$. En linéarisant l'équation par rapport à l'infiniment petit $\frac{\alpha}{\omega_0}$, montrer que $\alpha = \frac{G-8}{6\tau}$. Commenter ce résultat.

- Reprendre tout cet exercice en permutant les résistances et les capacités dans le schéma électrique de la chaîne de retour !

Exercice 12 : Générateur de signaux

L'objet de cet exercice est de concevoir un générateur de signaux susceptible de délivrer des signaux de formes variées (créneaux et triangles) de fréquence réglable.

Le générateur de signaux que vous allez mettre au point met en œuvre l'un ou l'autre des deux montages suivants :



On choisit $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Les tensions de saturation de l'ALI est de l'ordre de $\pm 14 \text{ V}$.

- Comment peut-on a priori qualifier le fonctionnement de ces deux montages, et pourquoi ?
- Pour chacun de ces deux montages, établir la caractéristique de transfert $v_s = f(v_e)$ et la tracer, en supposant que les tensions de saturation haute et basse de l'ALI sont exactement symétriques. On prendra bien soin de préciser la valeur des tensions de basculement, ainsi que le sens de parcours des cycles.

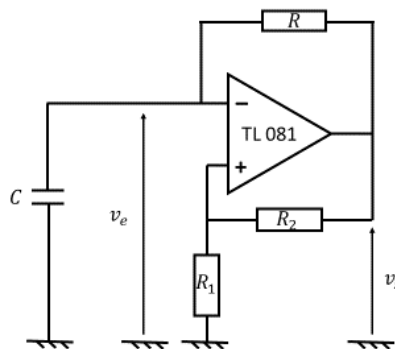
- Proposer un protocole permettant de mesurer la vitesse limite de balayage de l'ALI TL081 (ou « slew rate »). Quel est son ordre de grandeur ?

Vous devez maintenant concevoir un oscillateur à relaxation permettant de délivrer des créneaux symétriques, ainsi qu'un signal triangulaire symétrique (tous deux de valeur moyenne nulle).

- Proposer deux réalisations possibles mettant en œuvre soit le montage (1) soit le montage (2).
- Analyser les différentes phases du fonctionnement de l'oscillateur à relaxation, et montrer que la période des oscillations vaut : $T = 4 \frac{R_1}{R_2} \tau$ où τ désigne une constante de temps à préciser.
- On souhaite obtenir des oscillations de fréquence 1 kHz. Préciser les valeurs des composants utilisés. Quelle est l'amplitude du signal triangulaire ?
- Pourquoi est-on limité en fréquence ? Donner un ordre de grandeur de la fréquence maximale que l'on peut obtenir avec cet oscillateur ?

Exercice 13 : Oscillateur à relaxation ou quasi – sinusoïdal ? Dr Jekyll and Mr Hyde !

On considère le montage suivant :



Il s'avère que ce circuit se comporte tantôt (enfin, le plus souvent !) comme un oscillateur à relaxation (c'est un fait bien connu), tantôt (c'est-à-dire rarement) comme un oscillateur sinusoïdal (cela est beaucoup moins connu mais très facile à observer). Pour interpréter le comportement schizophrène de ce circuit, on modélise l'ALI par un système linéaire du premier ordre de gain statique différentiel A et de constante de temps τ_0 .

- Donner un ordre de grandeur de ces deux caractéristiques de l'ALI.
- Montrer, en choisissant une méthode susceptible d'alléger les calculs, que le signal $v_s(t)$ est régi par l'équation différentielle :

$$RC\tau_0 \frac{d^2 v_s}{dt^2} + (\tau_0 + (1 - \beta A)RC) \frac{dv_s}{dt} + (1 + (1 - \beta)A)v_s(t) = 0 \quad \text{où } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

- On choisit dans un premier temps les valeurs suivantes : $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$; $R = 10 \text{ k}\Omega$; $C = 100 \text{ nF}$.
Que peut-on dire de la stabilité du régime linéaire ? Quelles sont les valeurs que peut prendre la tension de sortie $v_s(t)$?

Effectuer l'analyse du fonctionnement du montage (en supposant maintenant l'ALI idéal, dans cette question seulement) en choisissant une condition initiale simple. Tracer l'allure des signaux $v_s(t)$ et $v_e(t)$.

Montrer que période des oscillations vaut $T = 2RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$. Calculer numériquement la fréquence correspondante ainsi que l'amplitude de $v_s(t)$.

A quelle condition sur β ce montage se comporte-t-il comme un générateur de signaux triangulaires ?

4. On choisit maintenant les valeurs suivantes : $R_1 = 10 \Omega$; $R_2 = 200 \text{ k}\Omega$; les valeurs de R et C sont inchangées.

Dans ce cas, le montage est le siège d'oscillations quasi-sinusoidales. Interpréter.

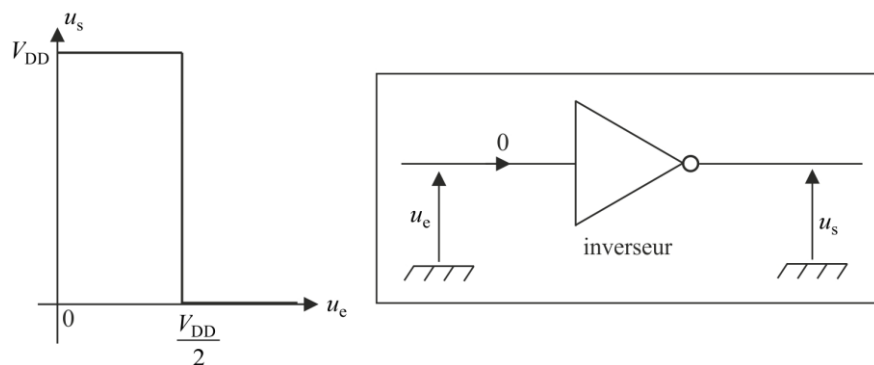
Quelle est alors la fréquence de ces oscillations ?

Que se passe-t-il si l'on choisit une valeur encore plus faible pour R_1 ?

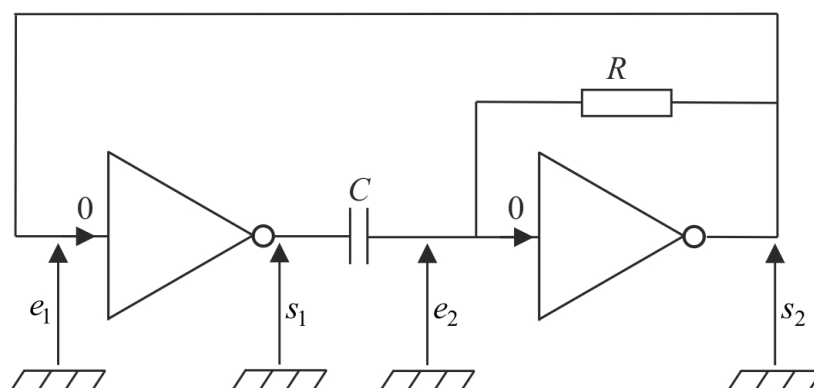
Exercice 14 : Oscillateur de relaxation à deux inverseurs logiques

En électronique logique, on ne considère que deux valeurs « 0 » : FAUX et « 1 » : VRAI. Par exemple, pour une tension u comprise entre 0 V et 5 V, « 0 » correspond à $u \leq 1,5 \text{ V}$ et « 1 » à $u \geq 3,5 \text{ V}$. (les constructeurs de composants logiques s'astreignent à ce que les tensions délivrées basculent très rapidement de 0 à 1 et de 1 à 0).

Les inverseurs sont des portes logiques NON qui renvoient une sortie 1 pour une entrée 0 et 0 pour une entrée 1. Leur courant d'entrée est nul et leur caractéristique de transfert est la suivante :



où $V_{DD} \approx 15 \text{ V}$. On considère le montage suivant :



On suppose qu'à $t = 0$ la porte 1 vient de basculer à $s_1 = 0$ et la porte 2 à $s_2 = V_{DD}$. Déterminer $s_1(t)$, $e_2(t)$ et $s_2(t)$ et tracer les courbes correspondantes. Calculer la période des oscillations (Réponse : $T = 2RC \ln 3$).