

MONTAGES À ALI

Vous avez découvert l'amplificateur linéaire intégré (ALI) en classe de PCSI : il s'agit d'un circuit intégré permettant de réaliser facilement de nombreuses opérations analogiques sur des signaux électriques (amplification, addition, soustraction, comparaison, intégration, filtrage, ...). Le programme de PC* prévoit que nous réalisions quelques uns de ces montages et que vous sachiez les étudier. Dans tous les cas, le schéma des montages doit vous être fourni, ce qui signifie que vous n'avez pas à mémoriser leur structure. Dans les études théoriques, l'ALI est toujours supposé idéal et fonctionner, sauf mention contraire, en régime linéaire. La pratique expérimentale amène parfois à rencontrer les limites de ce modèle idéal.

I Montage suiveur et intérêt

I.1 Principe

1. Câbler le montage de la figure (1) en n'oubliant pas de connecter la plaquette portant l'ALI à l'alimentation symétrique (+15 V, -15 V, 0).

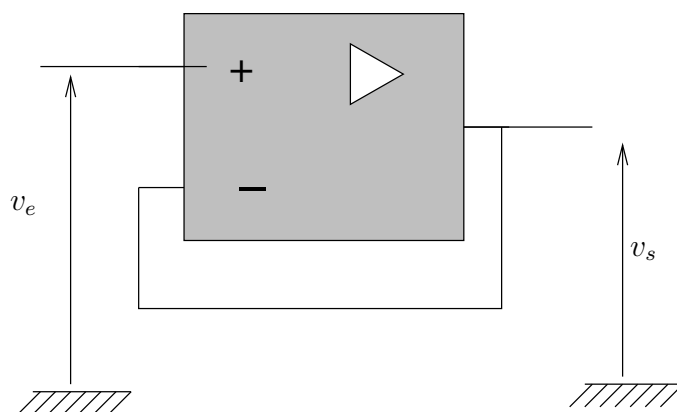


FIGURE 1: Montage suiveur

2. Choisir pour v_e une tension alternative de basse fréquence de quelques volts d'amplitude. Observer simultanément à l'oscilloscope v_e et v_s .

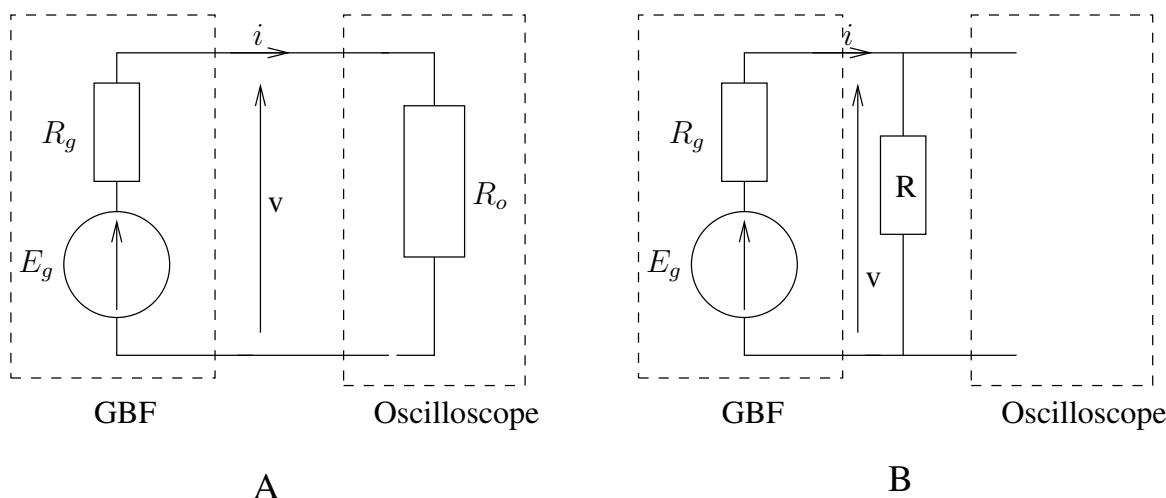
3. \Rightarrow Interpréter par un « calcul » l'observation précédente (il n'y a presque rien à faire).

4. Inverser les deux entrées de l'ALI. Observer v_s et expliquer.

5. Porter la fréquence à 1 MHz. Observer et commenter.

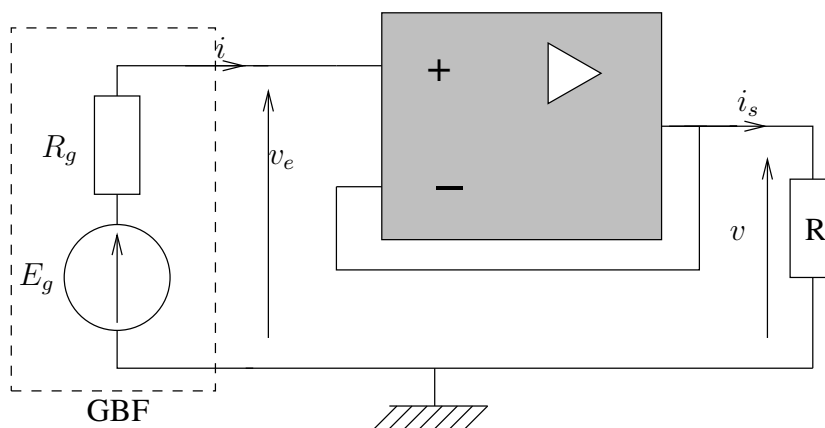
Une analyse naïve conduit à penser que, puisque $v_s = v_e$, le montage suiveur ne présente aucun intérêt. C'est oublier le rôle de l'intensité dans les montages électriques et les effets d'impédance qui lui sont associés. Les deux paragraphes suivant montrent des situations dans lesquelles un montage suiveur s'avère utile.

I.2 Première application du montage suiveur



1. Observer à l'oscilloscope un signal alternatif d'amplitude 1 V fourni par le GBF (figure A).
2. Sans modifier les réglages du GBF, envoyer ce signal sur une boîte de résistance à décades réglée sur $R = 100 \Omega$ (figure B). Quelle est maintenant la tension aux bornes du GBF ?
3. Expliquer ce comportement, le GBF étant représenté par son modèle de Thévenin.
4. Revenir à l'expérience : faire varier R jusqu'à obtenir $v = E_g/2$. En déduire la résistance interne R_g du GBF. La comparer à celle inscrite par le constructeur sur la façade de l'appareil.

À cause de la résistance interne, la tension aux bornes d'un générateur ne dépend pas seulement de sa fem, mais aussi de la « charge » sur laquelle il débite. Pour être idéal, un générateur de tension devrait au contraire délivrer une tension v indépendante de la charge R . Ce serait cas si sa résistance interne R_g était nulle. On peut obtenir ce résultat en associant un générateur réel et le montage suiveur comme le montre la figure ci-dessous.



5. Faire varier R autour de 100Ω et observer le comportement de v .
6. En pratique, les imperfections de l'amplificateur opérationnel imposent des limites à ce merveilleux fonctionnement. Le principal défaut qui intervient ici est *le courant de saturation* de l'amplificateur opérationnel. Par construction de l'AO on a

$$|i_s| \leq i_{sat} \quad \text{courant de saturation de l'AO} \quad .$$

7. Faire décroître R à partir de 100Ω .
8. Observer la saturation du signal de sortie. En déduire la valeur numérique de i_{sat} pour l'AO que vous utilisez (la saturation n'est pas symétrique pour les valeurs positives et pour les valeurs négatives).

I.3 Seconde application du montage suiveur

Les filtres étudiés en électronique sont généralement caractérisés par leur fonction de transfert *à vide*. L'expression *à vide* signifie que l'on suppose nulle l'intensité i_s du courant de sortie. Lorsqu'un filtre est connecté seulement à un oscilloscope, qui possède une énorme résistance d'entrée (de l'ordre du $M\Omega$), c'est généralement une hypothèse satisfaisante. Mais si le filtre alimente un dipôle d'utilisation dont l'impédance R_u n'est pas suffisante, le rôle de i_s se fera sentir et le comportement du filtre s'en trouvera modifié.

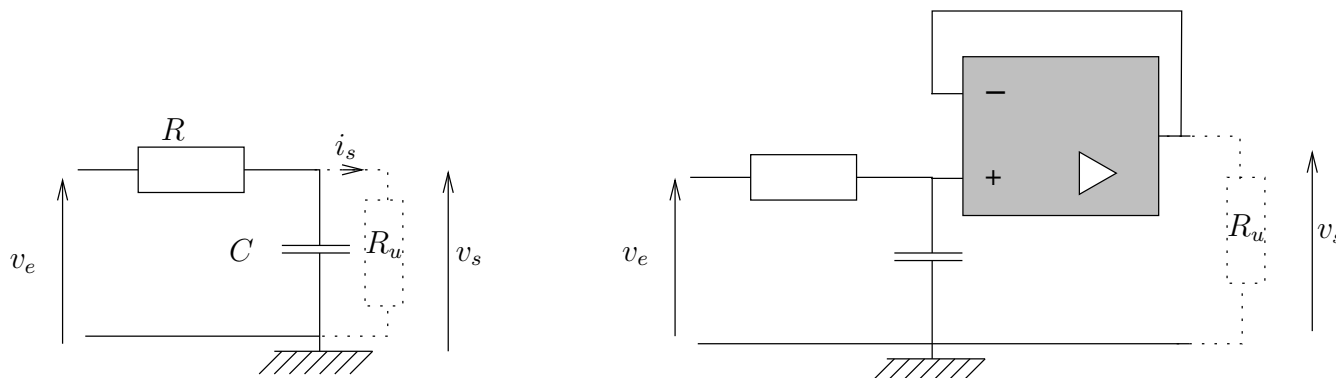


FIGURE 2: Filtre passe-bas passif (partie gauche) puis actif (partie droite) alimentant une résistance d'utilisation R_u . $R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$, R_u : boîte à décade réglée sur $100\text{ k}\Omega$ puis $10\text{ k}\Omega$.

Considérons par exemple le filtre passe-bas RC d'ordre 1 de la figure 2, partie gauche.

1. \nrightarrow Déterminer sa fonction de transfert \underline{H} en l'absence de R_u .
2. Vérifier rapidement le comportement du montage et mesurer la pulsation de coupure à -3 dB .
3. Introduire la résistance « d'utilisation » R_u . Prendre d'abord $R_u = 100\text{ k}\Omega$ puis $R_u = 10\text{ k}\Omega$. Comment évoluent la pulsation de coupure et le gain à basse fréquence ?
4. \nrightarrow Expliquer ce comportement par un calcul.
5. Pour s'affranchir de l'influence de R_u , on utilise le filtre actif de droite présentant la même fonction de transfert *à vide*. Grâce à l'interposition du suiveur, l'influence de R_u est éliminée. Le vérifier par une manipulation rapide.

II Montages intégrateur et pseudo-intégrateur

1. Câbler le montage de la figure (3) avec $R = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 10\text{ nF}$. Dans un premier temps R' est absente.
2. \nrightarrow L'AO fonctionne en régime linéaire. Montrer que $\frac{v_s}{v_e} = \frac{-1}{jRC\omega}$ en régime sinusoïdal et que $v_s(t) = v_s(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_e(t) dt$ dans le cas général.
3. Observer à l'oscilloscope $v_e(t)$ et $v_s(t)$ pour diverses formes de signaux. Ce montage théorique ne fonctionne pas de manière satisfaisante pour les raisons suivantes. D'une part, la tension d'entrée v_e n'est jamais de moyenne rigoureusement nulle. Elle comporte toujours un résidu de tension constante dont l'intégration conduit à l'augmentation permanente de v_s jusqu'à la saturation de l'AO. En notation complexe, une tension constante correspond à $\omega = 0$ donc $|H| \rightarrow \infty$ ce explique la saturation. Même en l'absence de composante continue dans v_e , les imperfections de l'AO (tension de décalage, courants de polarisation i_+ et i_-) conduisent à un dérive progressive de la sortie et à la saturation.
4. \nrightarrow Pour s'affranchir de ces difficultés on ajoute la résistance R' pour former le montage parfois appelé « pseudo-intégrateur ». Déterminer sa fonction de transfert. Dans quelle limite retrouve-t-on celle de l'intégrateur pur ?

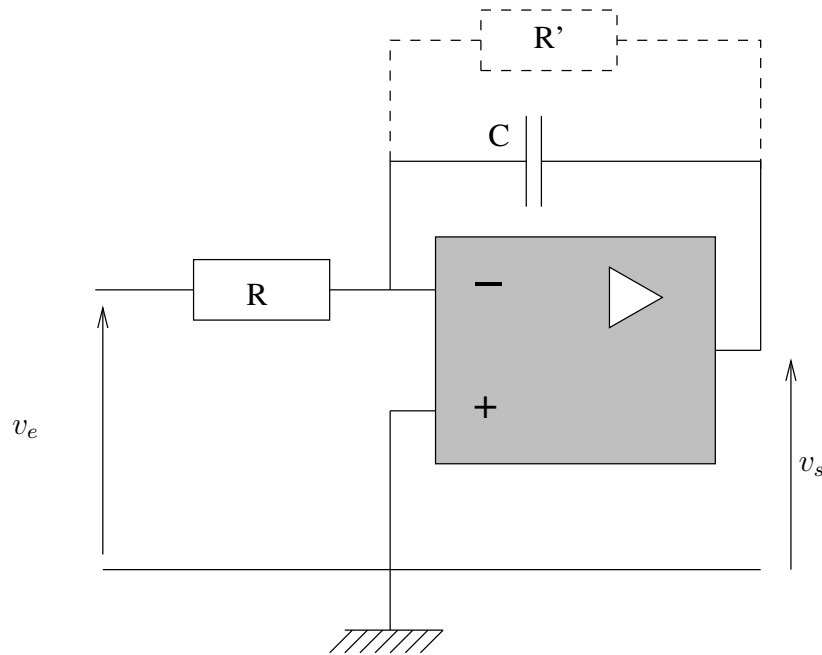


FIGURE 3: Montage intégrateur ou pseudo-intégrateur

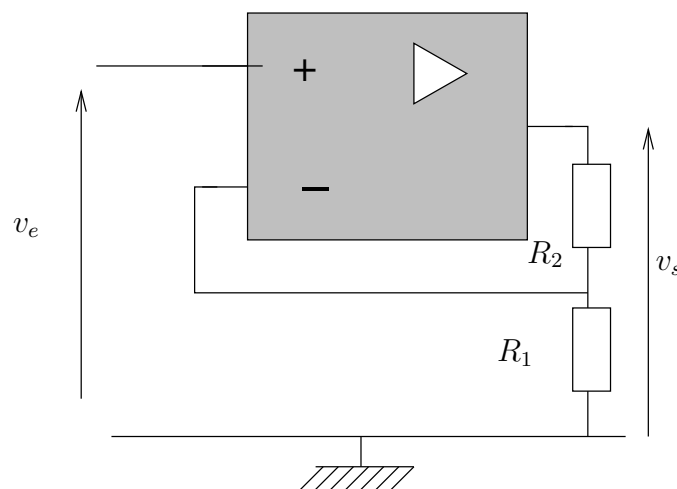
5. En choisissant $R' = 100 \text{ k}\Omega$, vérifier à l'oscilloscope que les tensions sinusoïdales v_e et v_s sont en quadrature à suffisamment haute fréquence.

6. Pour une fréquence nulle (signal constant), vérifier le comportement du montage. Expérimenter enfin l'intégration d'un signal carré puis triangulaire et commenter les résultats obtenus en fonction de la fréquence. Il est intéressant de voir ce qui se passe si on décale la tension d'entrée.

7. Ce circuit intégrateur présente un effet de lissage de la tension d'entrée. Pour le voir, prendre $V_e = A + B \cos(2\pi ft)$ avec $A = B = 2 \text{ V}$ et $f = 10 \text{ kHz}$. Observer le signal de sortie et interpréter.

III Amplificateur non inverseur

1. L'AO étant supposé idéal en régime linéaire, déterminer le gain $A_0 = v_s/v_e$ du montage.



2. Câbler le montage avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Observer les signaux et vérifier, en mode XY, que v_s est proportionnelle à v_e .

3. Mesurer les valeurs efficaces de v_e et v_s et en déduire A_0 .

4. Estimer les incertitudes sur v_e et v_s . Calculer l'incertitude $u(A_0)$ sur la valeur de A_0 déduite des mesures.

- Calculer la valeur théorique $A_{0\text{theo}} = 1 + R_2/R_1$. Compte-tenu de la tolérance de 5% sur les résistances, calculer l'incertitude $u(A_{0\text{theo}})$.
- Pour savoir si les deux valeurs sont compatibles, calculer l'écart normalisé

$$E_N = \frac{|A_0 - A_{0\text{theo}}|}{\sqrt{u(A_0)^2 + u(A_{0\text{theo}})^2}} \quad .$$

- Les deux valeurs sont compatibles si $E_N < 2$. Qu'en est-il ici ?
- Observer et commenter ce qu'il se passe si on augmente fortement v_e d'une part, puis si on porte la fréquence à 1 MHz d'autre part.

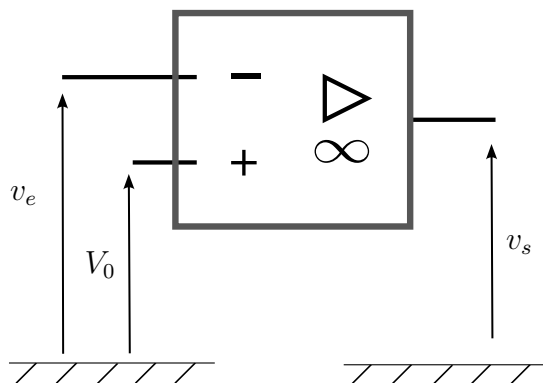
IV Comparateur simple et comparateur à hystérésis inverseur

Dans les montages du type « comparateur », l'ALI ne fonctionne pas en régime linéaire, mais en régime de saturation¹. Cela signifie que la tension différentielle d'entrée $\epsilon = v_+ - v_-$ est non nulle et que

$$v_s = +v_{\text{sat}} \quad \text{si} \quad \epsilon > 0 \quad \text{et} \quad v_s = -v_{\text{sat}} \quad \text{si} \quad \epsilon < 0 \quad .$$

IV.1 Comparateur simple

- Câbler le montage ci-dessous en prenant pour V_0 une tension continue et pour v une tension sinusoïdale. Pourquoi l'ALI ne fonctionne-t-il pas en régime linéaire ?



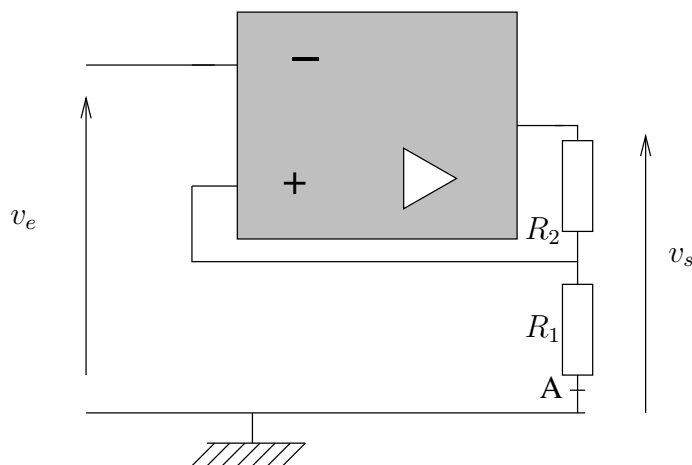
- Observer les signaux de sortie selon l'amplitude de v et selon la valeur de V_0 . Expliquer pourquoi on obtient un signal de rapport cyclique réglable.
- Pour rendre l'opération plus spectaculaire, brancher deux LED tête-bêche en parallèle, et les connecter à la masse par l'intermédiaire d'une résistance. Quelle valeur faut-il donner à cette résistance si on souhaite que le courant dans les LED ne dépasse pas 10 mA ?
- Augmenter peu à peu la fréquence à partir de 5 Hz. Observer les LED et commenter.

L'inconvénient de ce comparateur est d'être très sensible au bruit : lorsque v_e est voisin de V_0 , le bruit peut provoquer des basculements aléatoires. On évite cet écueil avec un comparateur à hystérésis (partie suivante).

IV.2 Comparateur à hystérésis inverseur

- Le montage à étudier ici ressemble beaucoup l'amplificateur non inverseur, mais les entrées ont été permutées. Pourquoi ce nouveau montage fonctionne-t-il en régime de saturation ?

¹ L'étude du régime de saturation ne figure pas au programme de PCSI, mais le programme de PC est moins clair. Ce paragraphe donne un aperçu rapide de ce régime.

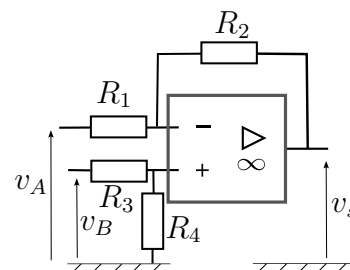


2. Prendre pour v_e une tension alternative de basse fréquence.
3. Observer $v_e(t)$ et $v_s(t)$ à l'oscilloscope. Grâce au mode XY obtenir la caractéristique de transfert donnant v_s en fonction de v_e . Relever soigneusement cette courbe en notant bien les valeurs numériques importantes.
4. Le professeur explique le fonctionnement au tableau. Un comparateur à hystérésis est beaucoup moins sensible au bruit qu'un comparateur simple.
5. Au lieu de relier R_1 à la masse, porter le point A au potentiel V_0 (utiliser une alimentation continue). Observer et expliquer la modification du cycle.

V Montage soustracteur

1. Câbler le montage avec $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$.
2. ∇ Justifier par un calcul qu'avec les valeurs choisies,

$$v_s = 10(v_B - v_A) \quad .$$
3. Notons en passant que ce montage peut s'avérer utile pour observer la tension aux bornes d'un dipôle dont aucune borne n'est à la masse, tout en évitant les problèmes de court-circuit par la terre.
4. Prendre pour v_A et v_B les tensions fournies par les deux sorties du GBF, et observer v_s . Il est amusant de choisir deux tensions de même fréquence, de même amplitude, de même phase (bouton « align phase »), puis de voir ce qui se passe avec un déphasage de 90° ou de 180° .



VI Réalisation d'un filtre actif de type Sallen -Key

1. ∇ En analysant les comportements asymptotiques, justifier que ce montage constitue un filtre passe-bas.
2. ∇ Le calcul complet de la fonction de transfert est un peu difficile et nous admettons² qu'elle prend la forme

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} = \frac{H_0}{1 + jQ\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{avec} \quad H_0 = 1 + \frac{R''}{R'} \quad Q = \frac{1}{2 - \frac{R''}{R'}} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad .$$

Calculer numériquement ω à partir des valeurs des composants.

2. Les plus courageux pourront mener ce calcul.

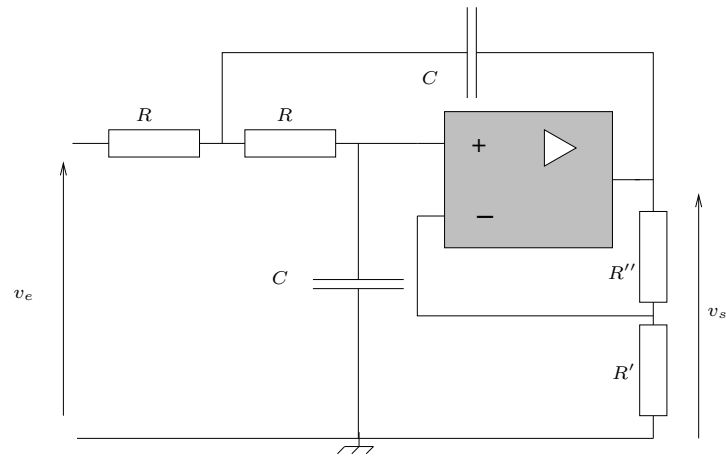


FIGURE 4: Filtre passe-bas de Sallen-Key. Utiliser les valeurs $R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$, $R' = 10\text{ k}\Omega$ et pour R'' une résistance réglable jusqu'à $100\text{ k}\Omega$.

3. Utiliser une tension d'entrée sinusoïdale et observer v_s . Augmenter R'' progressivement à partir de la valeur de R' . Pour quelle valeur le montage devient-t-il instable? Faire le lien avec l'expression de Q .
4. Nous n'allons pas aujourd'hui tracer le diagramme de Bode, mais seulement caractériser grossièrement le filtre pour $R'' = 5,9\text{ k}\Omega$. Que vaut Q dans ce cas? Vérifier que le filtre présente le comportement attendu.
5. Savez-vous comment le comportement du filtre change selon que $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$ ou que $Q < \frac{1}{\sqrt{2}}$ (vous pouvez faire l'expérience avec $R'' = 18\text{ k}\Omega$ puis $R'' = 3\text{ k}\Omega$).
6. Pour $R'' = 5,9\text{ k}\Omega$, mesurer H_0 et vérifier sa valeur.
7. En mesurant le gain aux fréquences $f = 5\text{ kHz}$ puis $f = 10\text{ kHz}$ (très supérieure à $\omega_0/(2\pi)$), vérifier que le comportement est bien celui d'un filtre passe-bas d'ordre 2.