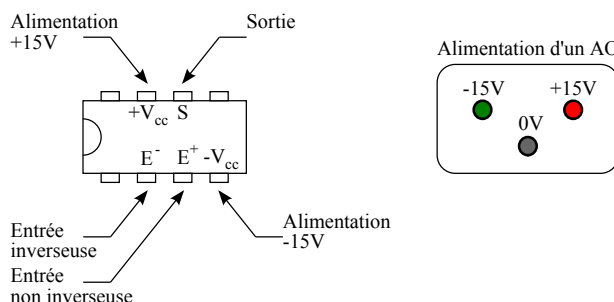


TP-E06 : L'amplificateur opérationnel

Cette séance de TP fait suite au chapitre 5 d'électrocinétique : l'amplificateur opérationnel (modèle idéal). Elle le complète par une étude du comportement fréquentiel de l'AO réel, de sa stabilité en fonction du bouclage sur ses entrées, de ses limites (saturation en courant, en tension, slew-rate, courants d'entrée).



1 Régimes linéaire – saturé

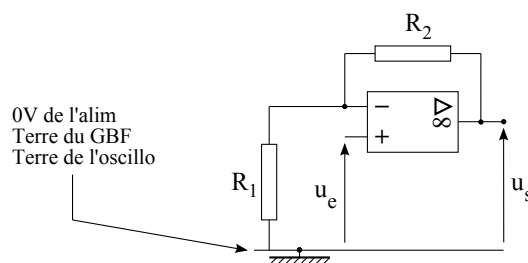
On utilisera pour cette partie les amplificateurs TL 081, plus performants que les 741.

1.1 Amplificateur non inverseur

1.1.1 Étude à basse fréquence

Étude expérimentale

- Réaliser le montage en prenant $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$. On prend une tension d'entrée u_e sinusoïdale : $u_e(t) = U_{em} \cos(\omega t)$, d'amplitude $U_{em} = 2\text{ V}$ et de fréquence $f = 200\text{ Hz}$. Visualiser à l'aide du mode XY de l'oscilloscope V^- puis u_s en fonction de u_e .
- Représenter sur un même graphique V^- et u_s en fonction de u_e .
- Identifier les zones de fonctionnement linéaire et saturé de l'AO.
- À partir des résultats expérimentaux, montrer que quand l'AO est en régime linéaire, on a $u_s = k u_e$ et déterminer la valeur de u_e quand l'AO est en régime saturé. Que peut-on dire alors des tensions V^- et V^+ ?



Étude théorique

- En régime linéaire, montrer que l'utilisation du modèle AO idéal (avec gain infini donc) conduit à $u_s = k u_e$ où k s'exprime en fonction des résistances R_1 et R_2 uniquement. Comparer avec les résultats expérimentaux.

1.1.2 Comportement fréquentiel

Étude expérimentale

On désire connaître le comportement du montage pour des fréquences plus élevées. On note $u_e(t) = U_{em} \cos(\omega t)$, $u_s(t) = U_{sm} \cos(\omega t + \varphi)$.

On cherche établir le diagramme de Bode du montage, et ce pour différentes valeurs de R_2 ($R_2 = 4,7\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 47\text{ k}\Omega$). On s'intéresse uniquement à la courbe de gain. On doit donc mesurer les amplitudes U_{em} (on prendra $U_{em} = 0,5\text{ V}$) et U_{sm} pour des fréquences variant de 100 Hz à 1 MHz, et représenter sur un même graphe $G_{dB} = 20 \log(U_{sm}/U_{em})$ pour les différentes valeurs de R_2 , en fonction de la fréquence.

- Avant de démarrer une série de mesures, on vérifiera qu'à toutes les fréquences le signal de sortie est non déformé.
- Faire les mesures avec un voltmètre fiable jusqu'à 1 MHz, et tracer G_{dB} en fonction de $\log(f)$, pour les trois valeurs de R_2 .
- Tracer sur les relevés expérimentaux les diagrammes asymptotiques et déterminer la pulsation de coupure ω_c dans chaque cas. Vérifier que $k \times \omega_c$ est constant. Le modèle d'AO avec gain infini est-il applicable ici ?

Interprétation théorique

En réalité, le gain μ de l'AO n'est pas infini et dépend de la fréquence : il se comporte comme un filtre passe-bas d'ordre 1 de fonction de transfert

$$\underline{\mu} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega/\omega_{c,AO}} \quad \text{où} \quad \begin{cases} \mu_0 \text{ est le gain basse fréquence (gain maximum)} \\ \omega_{c,AO} \text{ est la pulsation de coupure } |\underline{\mu}(\omega_{c,AO})| = \mu_0/\sqrt{2} \end{cases}$$

Le constructeur donne le produit « gain-bande » de l'AO : pour les AO TL 081, $\mu_0 f_{c,AO} = 3 \text{ MHz}$.

→ On montre alors que l'on peut écrire de manière approchée :

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{k}{1 + j\omega/\omega_c} \quad \text{avec } k\omega_c = \mu_0\omega_{c,AO}$$

le produit gain-bande du montage est donc fixé et est égal à celui de l'AO utilisé.

→ Montrer que ce dernier résultat permet de retrouver les résultats expérimentaux précédents.

1.1.3 Conclusion

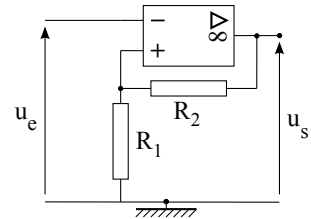
Pour le montage amplificateur non inverseur, l'AO peut fonctionner en régime linéaire. Le gain dépend de la fréquence et on a

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{k}{1 + j\omega/\omega_c}$$

avec $k = \frac{R_1+R_2}{R_1}$ et $k\omega_c = \mu_0\omega_{c,AO}$. Si la tension d'entrée n'est pas trop élevée et la fréquence est suffisamment faible, on a alors $u_s = ku_e$.

1.2 Comparateur à hystérésis : utilisation de l'A.O. en régime saturé

- Réaliser le montage suivant en prenant $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.
- On prend une tension d'entrée u_e sinusoïdale $u_e(t) = U_{em} \cos(\omega t)$, d'amplitude $U_{em} = 5 \text{ V}$ et de fréquence faible $f = 200 \text{ Hz}$.
- Visualiser à l'aide du mode XY de l'oscilloscope V^+ puis u_s en fonction de u_e .
- Relever les oscillogrammes et mesurer les valeurs particulières apparaissant sur ceux-ci. Diminuer la fréquence f jusqu'à $f = 1 \text{ Hz}$ et préciser le sens de parcours sur ces oscillogrammes.
- L'amplificateur fonctionne-t-il en régime linéaire, en régime saturé ? Qu'observe-t-on sur $u_s(t)$ quand la fréquence f augmente ?



1.3 Interprétation

L'étude des deux circuits précédents montre que les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel jouent des rôles qualitativement différents. Alors qu'un bouclage par l'entrée - assure un fonctionnement en régime linéaire sous réserve d'une faible tension d'entrée, un bouclage par l'entrée + assure un fonctionnement en régime saturé quelle que soit la tension d'entrée. Ce résultat est général et on se propose d'en expliquer la raison par l'étude des deux exemples précédents.

1.3.1 Équation différentielle

On utilise dans cette partie la dépendance en fréquence du gain de l'amplificateur opérationnel, et on suppose un fonctionnement linéaire de l'AO : $\underline{u}_s = \underline{\mu}(\underline{V}^+ - \underline{V}^-)$.

- Pour le montage amplificateur non inverseur :

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{k}{1 + j\omega/\omega_c} \rightarrow u_s + \frac{1}{\omega_c} \frac{du_s}{dt} = ku_e \quad (1)$$

- Pour le comparateur à hystérésis (même calcul en inversant u_e et V^+):

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{k}{1 - j\omega/\omega_c} \rightarrow u_s - \frac{1}{\omega_c} \frac{du_s}{dt} = ku_e \quad (2)$$

1.3.2 Stabilité des solutions.

(1) a pour solution libre : $u_{s,libre} = A \exp(-\omega_c t)$ qui tend vers zéro quand t tend vers l'infini.

(2) a pour solution libre : $u_{s,libre} = B \exp(\omega_c t)$ qui diverge quand t tend vers l'infini, ce qui entraîne la saturation rapide de l'A.O.

Propriété : Un système est dit stable si et seulement si un signal d'entrée de durée finie donne lieu à une réponse de durée finie. De manière équivalente, on peut dire qu'un système est stable si son régime transitoire tend vers 0.

En conclusion, on retiendra le critère qualitatif suivant : Dans le cas de l'amplificateur opérationnel, la stabilité est toujours liée à un bouclage par l'entrée inverseuse on peut alors avoir un fonctionnement en régime linéaire. L'instabilité est liée à un bouclage par l'entrée non inverseuse, on est alors forcément en régime saturé.

Remarque : Dans le cas d'un bouclage sur les deux entrées, il convient de faire l'étude détaillée du circuit.

2 Mise en évidence de différents défauts

2.1 Vitesse de balayage (Slew-rate)

Gardons le montage du comparateur à hystérésis, sur lequel nous avons déjà noté une déformation de $u_s(t)$ aux hautes fréquences, mais changeons d'AO : prenons un TL 741¹.

Déterminons la valeur σ du slew-rate de l'AO :

$$\sigma = \left(\frac{du_s}{dt} \right)_{max}$$

On réalise à nouveau le montage de l'amplificateur non inverseur avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ en utilisant un amplificateur opérationnel TL 741.

- Prendre comme signal d'entrée une tension en créneau et se placer dans la zone de fonctionnement linéaire de l'AO.
- Augmenter la fréquence du signal et observer $u_e(t)$ et $u_s(t)$ simultanément sur l'oscilloscope.
- Observer la déformation de la tension de sortie à partir d'une certaine fréquence et déterminer à nouveau la valeur de σ .
- Refaire la même manipulation en prenant une tension d'entrée sinusoïdale. Interpréter les observations.

Données : $\sigma_{741} = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$ et $\sigma_{081} = 13 \text{ V}/\mu\text{s}$.

2.2 Saturation en courant de sortie

Réaliser à nouveau le montage de l'amplificateur non inverseur avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Choisir un signal d'entrée sinusoïdal à une fréquence $f = 200 \text{ Hz}$. Se placer à la limite de saturation.

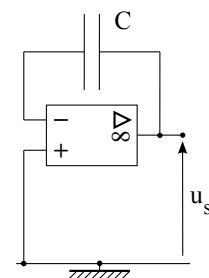
- Brancher une résistance R_c (on l'appelle résistance de charge) variable ($\times 10^2 \Omega$ et $\times 10^3 \Omega$ en série) entre la sortie et la masse et la placer sur $10 \times 10^3 \Omega$.
- Visualiser $u_s(t)$ pour des valeurs décroissantes de R_c . Interpréter les résultats en faisant intervenir le courant de saturation $i_{s,max}$.
- Déterminer la valeur de $i_{s,max}$ puis en déduire la valeur de la puissance maximale délivrée par un tel montage.

2.3 Courants d'entrée

Réaliser le montage ci-contre en prenant pour le condensateur $C = 10 \text{ nF}$. En supposant le condensateur déchargé et l'AO idéal, déterminer de manière théorique l'expression de la tension de sortie.

- Court-circuiter brièvement le condensateur et observer la tension de sortie.
- Que peut-on en conclure quant à la modélisation $i = 0$?

Données : Courants d'entrée $i_{741} < 500 \text{ nA}$ et $i_{081} < 200 \text{ pA}$.



¹Pour le TL 081, ces défauts sont du même type mais leur amplitude est moins importants, ils sont donc plus difficiles à observer.