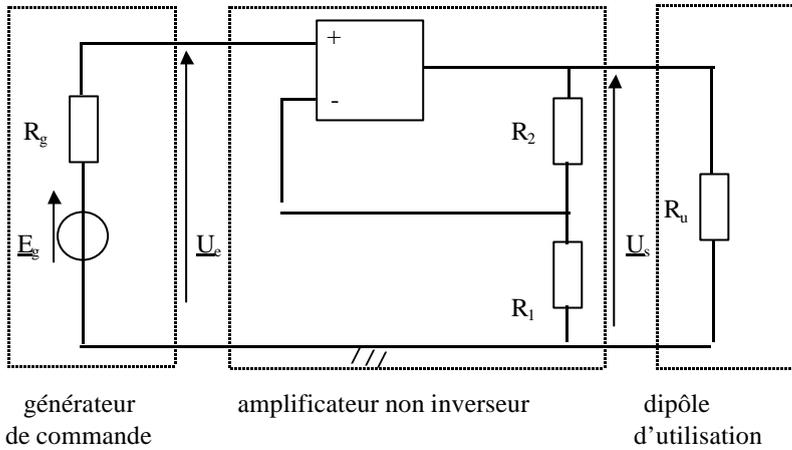


TP N° 12 : AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL EN REGIME LINEAIRE : MONTAGE AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

I. Objectifs.

Se rapporter au cours IX , paragraphe III .



notations :

$$u_e = U_e \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{ue}) = U_{e,\max} \cos(\omega t + \varphi_{ue})$$

$$\underline{u}_e = \underline{U}_e \sqrt{2} e^{j\omega t} \text{ avec } \underline{U}_e = U_e e^{j\varphi_{ue}}$$

de même pour u_s

Pour l'A.O. idéal en régime linéaire, montrer que l'expression de la fonction de transfert est $\underline{H}(j\omega) = \frac{U_s}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. En déduire que le gain est indépendant de la fréquence et que les tensions de sortie et d'entrée sont en phase.

Nous découvrirons dans ce TP que l'amplificateur non inverseur est en réalité un filtre passe-bas du premier ordre dont la fréquence de coupure haute f_c est reliée au gain maximal $H_{\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ par la relation $H_{\max} f_c = \text{cte}$ ($\approx 3 \text{ MHz}$ pour l'A.O. TL 081 que nous utilisons ici). La bande passante à 3 dB de ce filtre est $B = f_c - 0 = f_c$ et on appelle *facteur de mérite* le produit [gain maximal x bande passante] : le facteur de mérite de l'A.O. TL 081 est donc $H_{\max} f_c \approx 3 \text{ MHz}$. (Les démonstrations seront données en deuxième année.)

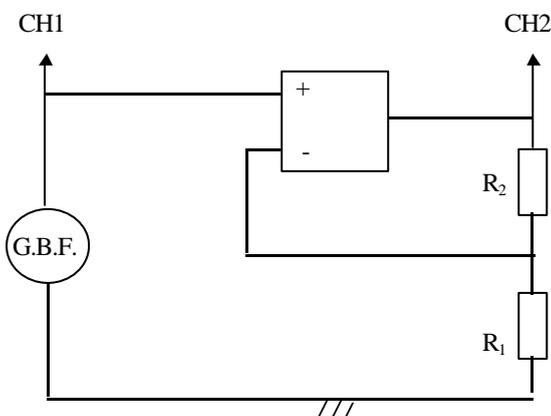
Dans une première partie, nous étudierons le montage pour une fréquence basse ($f = 500 \text{ Hz}$), alors nous vérifierons les résultats du cours.

Dans une deuxième partie, nous établirons le diagramme de Bode du filtre après avoir introduit la notion de vitesse de balayage (slew-rate) qui impose une limitation quant au niveau du signal d'entrée à fréquence élevée pour le tracé du diagramme de Bode.

II. Première partie : étude à basse fréquence. On fixe $f = 500 \text{ Hz}$.

1. Gain et phase de transfert en régime linéaire.

Le quadripôle n'est pas chargé dans cette partie ($R_u \rightarrow \infty$). Le générateur de commande est un G.B.F. délivrant un signal sinusoïdal, R_1 est une boîte A.O.I.P. x 1 k Ω , R_2 est une boîte à décades . Réaliser le montage suivant.



L'alimentation de l'A.O. n'est pas représentée, c'est une alimentation continue -15 V, + 15 V : elle se branche avant le branchement du G.B.F., elle se débranche en dernier. **Ne pas oublier de relier sa masse à celle du G.B.F.**

On fixe $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et on fait varier R_2 .

Pour chaque valeur de R_2 on règle l'amplitude du signal d'entrée pour être à la limite de la saturation (utiliser la sortie atténuée du G.B.F.) :

$$H = \frac{U_s}{U_e} = \frac{U_{s, \max}}{U_{e, \max}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ donc } U_{s, \max} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{e, \max} < U_{\text{sat}} \text{ et } U_{e, \max} < \frac{U_{\text{sat}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \text{ (avec } U_{\text{sat}} \approx U'_{\text{sat}} \approx 15 \text{ V).}$$

Ceci pour minimiser les problèmes d'offset : en effet les amplificateurs opérationnels sont construits d'une manière aussi symétrique que possible, mais il subsiste toujours une tension continue de décalage entre les entrées E_- et E_+ (tension d'offset) qui sera amplifiée à la sortie. Pour ne pas être gêné par cette tension continue on utilise les deux voies de l'oscilloscope en mode AC (voir TP2 II.1.c). (Une autre méthode consiste à compenser ce décalage par un montage potentiométrique en borne 1 de l'A.O. (voir l'annexe IV : brochage de l'A.O. TL 081), mais ce réglage est délicat (il dépend de la température...))

Observer l'oscillogramme, lire $U_{e, \max}$ et $U_{s, \max}$ et remplir le tableau suivant :

R_2 (k Ω)	10	20	50	80	100
$U_{e, \max}$ (V)					
$U_{s, \max}$ (V)					
$H_{\text{mesuré}} = U_{s, \max} / U_{e, \max}$					
$H_{\text{calculé}} = 1 + R_2/R_1$					
$\Delta H/H$ (arrondi au pourcentage supérieur)					

Conclure pour le déphasage de u_s par rapport à u_e et pour le gain (précision de lecture à l'oscilloscope, des données R_1 et R_2).

2. Saturations.

a) Saturation en tension de sortie.

On garde $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. La saturation apparaît pour $U_{e, \max} > \frac{U_{\text{sat}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \approx 15 / 101 \approx 0,15 \text{ V}$ (à gain plus élevé, la saturation

apparaît plus « tôt »).

Augmenter $U_{e, \max}$ (sortie non atténuée du G.B.F.).

Enregistrer l'oscillogramme voies 1 et 2 sous Synchronie et lire U_{sat} et U'_{sat} au réticule. Conclure. Libérer la fenêtre d'acquisition en plaçant les tensions d'entrée (uE) et de sortie (uS) en fenêtre 2.

Paramétrer Synchronie pour visualiser la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée en fenêtre 3 :

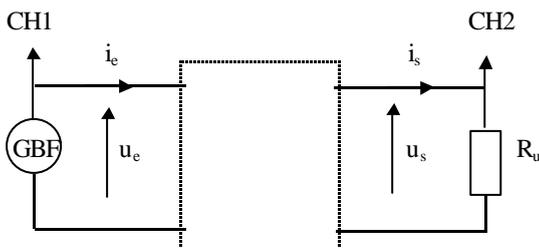
- dans le menu *paramètres* sous-menu *courbes* afficher uS en fenêtre 3 ;
- dans le sous-menu *fenêtres* afficher: en *abscisse* : uE ; *échelle en x* : uE ; *échelle en y* : uS .

On peut également passer en mode XY à l'oscilloscope.

Comparer à l'oscillogramme théorique pour l'A.O. idéal et retrouver les valeurs de U_{sat} et U'_{sat} . Conclure.

b) Saturation en courant de sortie.

Cette fois le quadripôle est chargé par une résistance d'utilisation R_u : boîte à décades.



On fixe $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$, $U_{e, \max} < \frac{U_{\text{sat}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$ (sortie non saturée) et $R_u = 10^6 \Omega$.

Réaliser le montage et diminuer R_u de $10^6 \Omega$ à $10^5 \Omega$, $10^4 \Omega$... jusqu'à ce que la saturation en courant de sortie, qui se traduit par un écrêtage à faible tension d'entrée, apparaisse.

• Etude théorique.

$U_{e,max}$ est fixé, donc $U_{s,max} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_{e,max}$ est fixé, et $u_s = R_u i_s \Rightarrow I_{s,max} = \frac{U_{s,max}}{R_u}$: l'amplitude de i_s augmente si R_u diminue.

Ainsi, pour $I_{s,max} = \frac{U_{s,max}}{R_u} \geq I_{sat} = \frac{U_{s,max}}{R_0}$, soit pour $R_u \leq R_0$ la saturation en courant de sortie apparaît : i_s , donc $u_s = R_u i_s$ est écrêté.

• Mesures :

Relever R_0 (lu et mesuré à l'ohmmètre).

Enregistrer l'oscillogramme voie 2 pour $R_u = R_0$, et mesurer au réticule $U_{s,sat}$ (valeur de u_s pour $i_s = I_{sat}$), puis $I_{sat} = \frac{U_{s,sat}}{R_0}$ (on notera une dissymétrie « haut-bas » encore plus accentuée que pour la saturation en tension de sortie).

III. Deuxième partie : diagramme de Bode. Revenir à $R_u \rightarrow \infty$.

1. Excursion rapide en fréquences.

On fixe $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ et $U_{e,max} < \frac{U_{sat}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$ à basse fréquence, soit pour $f = 0,1 \text{ kHz}$.

On augmente la fréquence et on note l'ordre de grandeur de la fréquence de coupure f_c pour laquelle le gain

$H(\omega) = \frac{U_s}{U_e} = \frac{U_{s,max}}{U_{e,max}}$ et le déphasage φ de u_s par rapport à u_e diminuent. Donner l'ordre de grandeur du facteur de mérite mesuré

(voir I), l'ordre de grandeur est-il celui attendu ?

2. Vitesse de balayage (slew-rate).

Cette grandeur σ en $V.s^{-1}$ caractérise la rapidité avec laquelle l'A.O. répond à une modification du signal d'entrée.

Si l'entrée est un signal sinusoïdal de pulsation ω , en régime linéaire la sortie est un signal sinusoïdal de même pulsation : en prenant u_e pour référence des phases :

$$u_s = U_{s,max} \cos(\omega t + \varphi) \Rightarrow \frac{du_s}{dt} = -\omega U_{s,max} \sin(\omega t + \varphi).$$

D'après ce qui précède $H(\omega) = \frac{U_s}{U_e} = \frac{U_{s,max}}{U_{e,max}} = H_{max} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ pour $f < f_c$, alors $\frac{du_s}{dt} = -\omega H_{max} U_{e,max} \sin(\omega t + \varphi)$: pour ω grand, au

sommet des sinusoïdes ($\sin(\omega t + \varphi) = 1$) $|\frac{du_s}{dt}| > \sigma$: on observe une modification de u_s au sommet des sinusoïdes à « haute fréquence », soit une triangulation du signal.

• Notons que cette triangulation s'observe pour $f < f_c$: il faut choisir une bande passante large, donc un faible gain (facteur de mérite) pour pouvoir monter en fréquence ; d'où le choix $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \Omega$ pour avoir $H_{max} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \approx 1$ et f_c de l'ordre de 3 MHz.

• Il faut assurer un régime linéaire, donc se placer sous le seuil de saturation : $U_{e,max} < \frac{U_{sat}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$.

Mesures : monter progressivement la fréquence depuis $f = 0,1 \text{ kHz}$ et noter la fréquence pour laquelle on observe la triangulation. Enregistrer alors l'oscillogramme obtenu.

En déduire $\sigma = |\frac{du_s}{dt}|_{min}$. Comparer cette valeur avec celle attendue pour l'A.O.TL 081 : $\sigma = 13 \text{ V.}\mu\text{s}^{-1}$.

Donner un titre à chaque fenêtre, choisir une mosaïque de présentation, et imprimer.

3. Diagramme de Bode.

Nous procéderons comme aux TP précédents, f variant de 0,1 kHz à 100 kHz (pour pouvoir utiliser le dB-mètre numérique), avec deux limitations.

- Choisir un gain à basses fréquences suffisamment grand pour que la fréquence de coupure haute soit largement inférieure à la bande passante du dB-mètre utilisé (200 kHz pour le dB-mètre numérique).

On fixe $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, alors $H_{\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \approx 100$ et f_c est de l'ordre de $\frac{310^6}{100} = 30 \text{ kHz}$.

- Choisir un niveau du signal d'entrée qui assure la non triangulation à « haute fréquence ».

Or, d'après ce qui précède, la vitesse de balayage $\sigma = \left| \frac{du_s}{dt} \right|$ est proportionnelle à $\omega H_{\max} U_{e,\max}$: il faut donc un niveau d'entrée

suffisamment élevé pour avoir une vitesse de balayage assez grande, tout en conservant $U_{e,\max} < \frac{U_{\text{sat}}}{H_{\max}}$, c'est un compromis car H_{\max}

est grand (point précédent).

En pratique $U_{e,\text{dB}} = -40 \text{ dB}$ (réglé à 0,1 kHz) convient (on vérifiera à l'oscilloscope que cette tension reste constante au cours de l'expérience).

Gain en décibels : $G(f) = 20 \log H(f) = U_{s,\text{dB}} - U_{e,\text{dB}} = U_{s,\text{dB}} + 40$.

Déphasage de u_s par rapport à u_e : $|\varphi_{u_s/u_e}(\omega)| = 20 x$ où x est le décalage temporel entre u_s et u_e , en divisions, pour la base de temps décalibrée pour satisfaire à $T/2 \leftrightarrow 9 \text{ div}$.

Remplir le tableau suivant, tout en multipliant les mesures lorsque les variations du gain ou de la phase sont notables, et tracer le diagramme de Bode (gain en décibels et phase de transfert) en fonction de $\log f$, soit en fonction de f porté en échelle logarithmique : on utilisera du papier « semi-log » avec les échelles en ordonnée : 1 cm \leftrightarrow 5 dB et 1 cm \leftrightarrow 20°.

f (kHz)	0,1	0,3	0,5	1	3	5	10	30	50	100
G (f) = $U_{s,\text{dB}} + 40$ (dB)										
φ_{u_s/u_e} (f) = $\pm 20 \text{ div}$ (°)										

On peut efficacement compléter les mesures à « hautes fréquences » en utilisant un dB-mètre analogique de bande passante 1 MHz.

4. Conclusion.

Déterminer expérimentalement la fréquence de coupure haute f_c et la pente de l'asymptote à « hautes fréquences » en décibels par décade. Montrer que la fonction de transfert du quadripôle amplificateur non inverseur peut se mettre sous la forme :

$$H(jf) = \frac{H_0}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad \text{où} \quad H_0 = H_{\max} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{et répond au modèle du passe-bas du premier ordre.}$$

IV. Annexe.

Brochage de l'A.O. TL 081.

