

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL “RÉEL” - TP2

1. Principe

- L'amplificateur opérationnel (A.O.) “idéal” est caractérisé par :
 - ◊ des courants d'entrée, ou “courants de polarisation”, i_+ et i_- nuls (résistances d'entrée infinies) ;
 - ◊ une différence de potentiel entre les deux entrées $\varepsilon = v_+ - v_-$ nulle en mode linéaire ;
 - ◊ une tension de sortie $v_s = \pm A$ (\approx tension d'alimentation) en mode “saturé” ;
 - ◊ une résistance de sortie nulle (générateur de tension parfait).
- L'A.O. “réel” correspond à une description plus complète, qui peut être caractérisée par :
 - ◊ des courants de polarisation très faibles mais non nuls (de l'ordre du nanoampère) ;
 - ◊ une différence de potentiel ε telle que, en mode linéaire :

$$\tau \frac{dv_s}{dt} + v_s = \mu \varepsilon \quad \text{avec} \quad \mu \approx 10^5 \text{ à } 10^6 \quad \text{et} \quad \tau \approx 0,1 \text{ s} ;$$
 - ◊ une “vitesse de balayage” en sortie $\frac{dv_s}{dt} = \pm \beta$ (avec $\beta \approx 10^6$ à 10^7 V.s^{-1}) en mode “saturé en balayage” ;
 - ◊ une caractéristique de sortie de la forme : $v_s = \pm(A - \rho i_s)$ (avec $\rho \approx 300 \Omega$) en mode “saturé” ;
 - ◊ une tension résiduelle de décalage des entrées, non systématiquement compensable, si les gains des deux entrées ne sont pas identiques :
$$\mu_{\pm} = \mu \pm \delta\mu ; \quad \tau \frac{dv_s}{dt} + v_s = \mu_+ v_+ - \mu_- v_- = \mu \varepsilon + v_{ds} \quad \text{avec} \quad v_{ds} = \delta\mu \cdot (v_+ + v_-) .$$

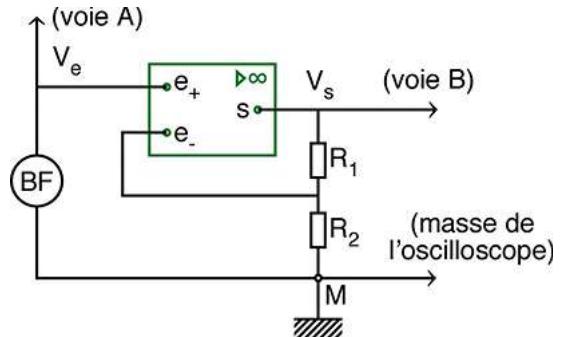
2. Manipulations

2.1. Tension de décalage des entrées

- En utilisant des signaux oscillant autour d'une moyenne non nulle (sinusoïdal plus décalage continu), tester si la tension de décalage en sortie dépend de la valeur moyenne des signaux en entrée. En déduire éventuellement $\delta\mu$.

2.2. Gain fini et limitation en fréquence

- Réaliser un montage “amplificateur non inverseur” branché en entrée sur un générateur B.F., avec $R_1 \approx 45 \text{ k}\Omega$ et $R_2 \approx 5 \text{ k}\Omega$ (gain $G \approx 10$).
- Relier l'entrée et la sortie du montage aux deux voies d'un oscilloscope, puis, pour une amplitude donnée du générateur (par exemple telle qu'on obtienne 10 V en sortie), augmenter progressivement la fréquence jusqu'à observer : $H = \frac{V_s}{V_e} \neq \frac{R_1+R_2}{R_1} = G$.

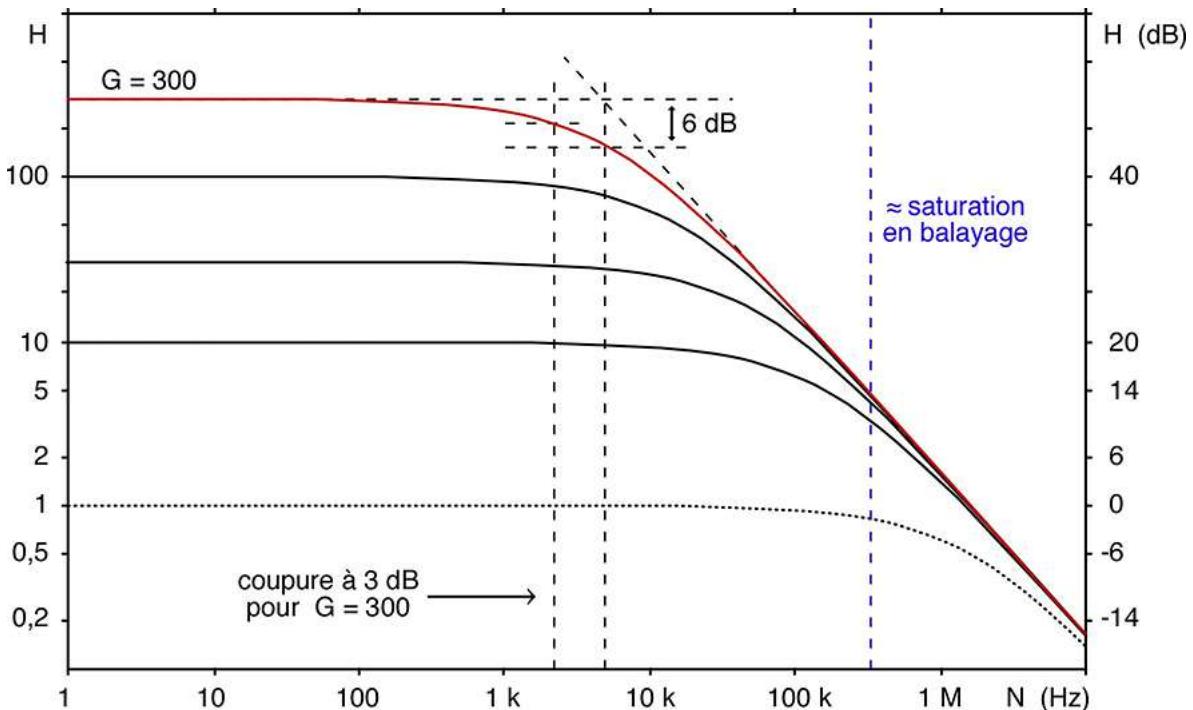


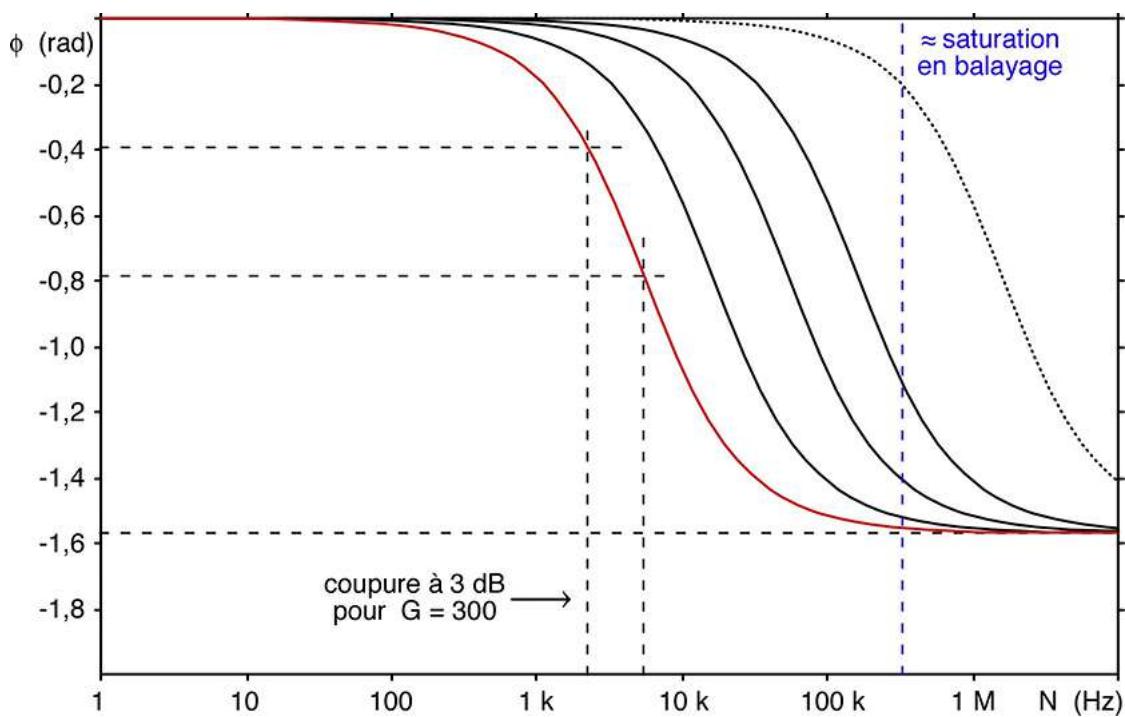
La manipulation est analogue à celle permettant d'observer la saturation en vitesse de balayage, mais la modification est d'un autre type : avant d'atteindre la saturation en vitesse de balayage, on constate que le gain réel diminue et que v_s est déphasée par rapport à v_e (en retard), mais non déformée (sinusoïdale, tant qu'on n'atteint pas la limite de balayage en tension $\pm\beta$).

- Pour comprendre cet effet, il faut tenir compte du gain μ fini de l'A.O. réel : la décroissance du gain correspond à l'effet du terme $\frac{dv_s}{dt}$ dans l'équation du régime “linéaire” : $\tau \frac{dv_s}{dt} + v_s = \mu \varepsilon$. Pour $\underline{\varepsilon} = E_m e^{j\omega t}$ (petit mais non nul) et $\underline{v}_s = V_{sm} e^{j(\omega t+\phi)}$ (avec des notations complexes), on obtient : $V_{sm} e^{j\phi} = \frac{\mu}{1+j\omega\tau} E_m = \underline{\mu'} E_m$.

Par conséquent, pour $N \approx 0$ on retrouve : $V_{sm} \approx \mu E_m$ et $\phi \approx 0$; mais pour $N \gg \frac{1}{\tau}$ on obtient un gain effectif : $\mu' = |\underline{\mu}'| = \frac{\mu}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \approx \frac{\mu}{\omega\tau} < \mu$ et un déphasage $\phi = -\arctan(\omega\tau) \approx -\frac{\pi}{2}$ (s'il n'y a pas de saturation en balayage).

- En posant $G = \frac{R_1+R_2}{R_2}$ (gain “idéal”), la “fonction de transfert” du montage : $\underline{H} = \frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_e}$ (avec $\underline{v}_s = V_{sm} e^{j(\omega t+\phi)}$ et $\underline{v}_e = V_{em} e^{j\omega t}$) donne un gain réel : $H = |\underline{H}| = \frac{\mu' G}{\mu'+G} < \min(\mu', G)$ et $\phi = \arg(\underline{H}) = -\arctan\left(\frac{G\omega\tau}{\mu'+G}\right)$.
- Cet effet n'apparaît pas pour un montage suiveur de tension, car $G = 1 \ll \mu$ et les variations de μ' sont sans effet sur \underline{H} . Par contre pour les montages avec G assez grand, ce dernier est limité par le gain μ de l'A.O. et les variations de μ' imposent des variations analogues pour \underline{H} .
- Mesurer alors le gain réel H et le déphasage ϕ en fonction de la fréquence N , puis tracer les courbes représentatives de $\log(H)$ et ϕ en fonction de $\log(N)$ (“diagrammes de Bode”). Procéder de même pour plusieurs valeurs de R_1 et R_2 correspondant à des gains G de l'ordre de 30, 100, 300.
- On obtient les représentations logarithmiques suivantes.





- On appelle “fréquence de coupure” la fréquence pour laquelle le gain diminue, par rapport au maximum, d'un facteur 2 en puissance ($\sqrt{2}$ en tension, donc aussi en courant dans une résistance de charge). Cela correspond à une coupure à 3 dB .
- Pour chaque valeur de G étudiée, déterminer la fréquence de coupure pour le montage étudié ; en déduire le rapport $\frac{\mu}{\tau}$.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL “RÉEL” - TP2

Matériel

Pour chaque groupe (8 groupes)

1 oscilloscope
1 A.O. (à décalage réglable) avec alimentation
1 petit tournevis (si besoin pour décalage)
3 adaptateurs BNC
1 raccord “en T” BNC
1 générateur BF
1 fréquencemètre (sauf si le BF en a un)
1 phasemètre
12 fils (des longs et des courts)
2 câbles coaxiaux (BNC d'un seul côté)
2 câbles coaxiaux (BNC des deux côtés)
2 contrôleurs électroniques
condensateurs divers de 10 à 100 nF
1 boîte de condensateurs 0,1 à 1 μ F
1 boîte de condensateurs 1 à 10 μ F
résistors divers de 100 Ω à 1 M Ω
1 boîte de résistors $\times 1$ à $\times 1000$ Ω
1 boîte de résistors $\times 100$ k Ω

Au bureau

1 capacimètre
1 A.O. (à décalage réglable) avec alimentation