

## Chapter 1

# Fonctions de transfert, AO en régime linéaire - corrigé

## Question de cours

### Formes canoniques

Avec  $x = \omega/\omega_0$

- Passe bas d'ordre 2 :

$$H(\omega) = \frac{H_0}{1 + \frac{jx}{Q} - x^2} \quad (1.1)$$

Résonance si  $Q > 1/\sqrt{2}$

- Passe haut d'ordre 2 :

$$H(\omega) = \frac{-H_0 x^2}{1 + \frac{jx}{Q} - x^2} \quad (1.2)$$

Résonance si  $Q > 1/\sqrt{2}$

- Passe bande d'ordre 2 :

$$H(\omega) = \frac{H_0 \frac{jx}{Q}}{1 + \frac{jx}{Q} - x^2} \quad (1.3)$$

Bande-passante :  $\Delta\omega = \omega_0/Q$

### Stabilité

Un système est stable si la réponse à une entrée bornée est bornée. Autre critère : tous les coefficients de l'équation différentielle du régime libre sont de même signe, car le polynôme caractéristique a une racine de partie réelle positive et donc une solution est une exponentielle croissante.

### AO idéal

Un AO est idéal si :

- Les courants d'entrées sont nuls ;
- Différence de potentiel différentielle nulle en régime linéaire ;
- Gain infini et retard nul (cf caractéristique idéale) en régime linéaire ;
- Tension de sortie égale à  $\pm V_{sat}$  en régime saturé.

## Correction Exercice 1

- Amplificateur non-inverseur  $u_s = \frac{R_1+R_2}{R_2} u_e$ . Pour que  $U_s = V_{nom} = 2V_{max}$  il faut que le montage double la tension, cad  $R_1 = R_2$ .
- Si  $R_c = \infty$ , alors le courant dans la charge  $i_c$  est nul. Alors  $P = u_s i_s = \frac{R_1+R_2}{R_2^2} u_e^2$ . L'AO consomme de l'énergie même s'il n'y a aucune puissance délivrée à la charge !
- Soit  $i_1$  le courant traversant  $R_1$  et  $R_2$ . Alors la loi des nœuds donne :  $i_s - i_1 - i_c = 0$  (signe pris tq les puissances soient positives). On a alors :

$$P = u_s i_s = \frac{R_1 + R_2}{R_2^2} u_e^2 + \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_2^2 R_c} u_e^2 \quad (1.4)$$

- On prend  $R_2 \gg R_c$ , le premier terme de dissipation de l'AO devient négligeable devant la puissance envoyée à la charge.

## Correction exercice 2

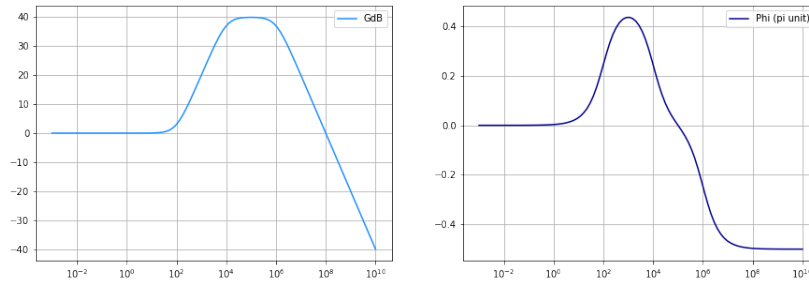
Fonction de transfert :

$$H = \frac{u_s}{u_e} = \frac{R_1 + R_2}{R} \frac{1 + j \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) \omega}{(1 + j R_1 C_1 \omega)(1 + j R_2 C_2 \omega)} = H_0 \frac{1 + j \omega / \omega_0}{(1 + j \omega / \omega_1)(1 + j \omega / \omega_2)} \quad (1.5)$$

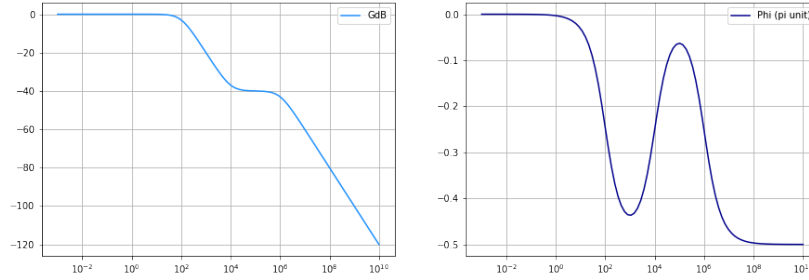
donc  $H_0 = \frac{R_1 + R_2}{R}$ ,  $\omega_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}$ ,  $\omega_1 = 1/R_1 C_1$  et  $\omega_2 = 1/R_2 C_2$

Diagramme de Bode : on décompose en somme des diagramme de Bode des différents produits.

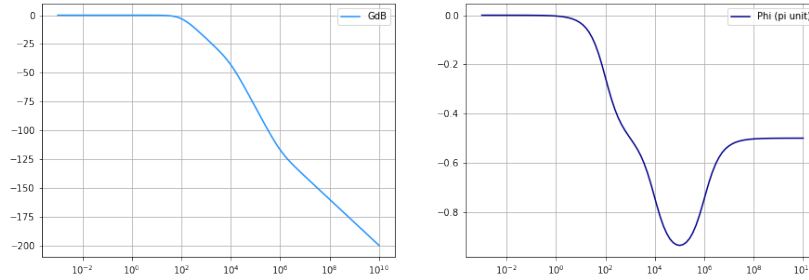
**Cas  $\omega_0 < \omega_1 < \omega_2$  :**



**Cas  $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$  :**



**Cas  $\omega_1 < \omega_2 < \omega_0$  :**



### Correction exercice 3

Le courant de sortie est supposé nul.

- Comportement : BF,  $u_e = u_s$  et HF,  $u_e = u_s$ , c'est un filtre passe bande
- Pour la fonction de transfert, on fait une loi des nœuds en A (entre les 2 résistances du haut), en B (entre les 2 capa du milieu) et à la sortie :

$$(u_e - u_a)/R + (u_s - u_a)/R - j2C\omega u_a = 0 \quad (1.6)$$

$$(u_e - u_b)jC\omega + (u_s - u_b)jC\omega - u_b/R = 0 \quad (1.7)$$

$$(u_s - u_a)/R + -jC\omega(u_s - u_b) = 0 \quad (1.8)$$

On trouve alors :

$$H = \frac{1 + (jRC\omega)^2}{1 + 4jRC\omega + (jRC\omega)^2} \quad (1.9)$$

- Diagramme de Bode : Diagramme asymptotique :  $\forall \omega, H = 0$  et pour  $\omega = \omega_0 = 1/RC$ , dirac à "l'envers" avec  $H = -\infty$ . C'est bien un coupe-bande.
- Bande-passante :  $G_{DB} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{4RC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2}\right)^2} = -3$   
 $\Rightarrow R^2 C^2 \omega^2 - 4RC\omega - 1 = 0$  alors :  $\omega_{\pm} = \frac{\pm 2 + \sqrt{5}}{RC}$   
AN :  $\omega_- = 230$  Hz et  $\omega_+ = 4230$  Hz
- Question supplémentaire : Le filtre supprime les harmonique 1 et 3. Le signal est un créneau, pour le tracer, on retire les 2 premières harmoniques d'un signal créneau.

### Correction exercice 4

- $H = \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega}$ . On remarque que  $|H| = 1$ , mais que  $\varphi = -2 \arctan(RC\omega)$ . On peut écrire alors  $H$  sous la forme :

$$H = e^{-2j \arctan(RC\omega)} \quad (1.10)$$

C'est un filtre déphaseur.

- Dans l'espace de fourier, pour un signal quelconque d'entrée  $e(t) = \sum_k A_k e^{jk\omega_0 t}$ , la sortie est :

$$s(t) = \sum_k A_k e^{jk\omega_0 t + j\varphi(k\omega_0)} \quad (1.11)$$

Si  $\omega \ll RC$ , alors  $\varphi(\omega) \rightarrow -2RC\omega$  et que toutes les harmoniques valident cette condition (ex : signal triangulaire, avec une décroissance rapide de l'amplitude des harmoniques) :

$$s(t) = \sum_k A_k e^{jk\omega_0(t - 2RC)} = e(t - \tau) \quad (1.12)$$

- $\cos^3(\omega t) = \frac{1}{4}(3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t))$ . Le signal de sortie sera donc :

$$U_s(t) = \frac{1}{4} [3 \cos(\omega t - 2 \arctan(\omega/\omega_0)) + \cos(3\omega t - 2 \arctan(3\omega/\omega_0))] \quad (1.13)$$

Pour  $\omega = \frac{\omega_0}{3}$ , on a une déformation du signal car la condition précédente sur le retard n'est pas vérifiée. Pour  $\omega = 10^{-2}\omega_0$ , le signal est retardé d'une durée  $\tau = 2/\omega_0 = 2RC$ .

- Pour  $t < 0$ , le condensateur est déchargé donc  $u_e(t) = u_s(t) = 0$ . Pour  $t \geq 0$ , le condensateur se charge donc  $u_-(t) = E(1 - e^{-t/RC})$ , et alors :

$$u_s(t) = 2E(1 - e^{-t/RC}) - E \quad (1.14)$$

Le signal finit bien par "redevenir" celui d'entrée (car  $H = 1$ ) mais un retard. Attention, ici c'est une transformation de Fourier et non une série de Fourier qu'il faut opérer.

### Correction exercice 5

- $H = -jRC\omega$  cad  $u_s(t) = -RC \frac{du_e}{dt}$ . C'est un dérivateur.
- En TF :  $u_s = \varepsilon \frac{\mu_0}{1+j\tau\omega}$ . Puis loi des nœuds, avec  $\varepsilon = u_-$  :

$$H(j\omega) = \frac{-\mu_0 jRC\omega}{1 + \mu_0 + j\omega(\tau + RC) - RC\tau\omega^2} \quad (1.15)$$

L'équation différentielle associée à tous ses coefficients du même signe, les solutions sont sinusoïdales donc bornées.

- En inversant les pôles,  $\varepsilon = +u_-$ . Cela revient à remplacer  $\mu_0 \leftarrow -\mu_0$ . Le terme de dérivée 0 devient alors  $1 - \mu_0$  et est négatif donc la solution contient une partie exponentielle et diverge jusqu'à saturation.
- C'est un filtre passe bande d'ordre 2 de pulsation  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1+\mu_0}{RC\tau}}$  Sous forme canonique, on a :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ(x - \frac{1}{x})} \quad (1.16)$$

avec  $H_0 = \frac{\mu_0 RC}{\tau + RC} = -5,9 \cdot 10^3$  et  $Q = \frac{\sqrt{(1+\mu_0)RC\tau}}{\tau + RC} = 74$  Ce filtre est dérivateur pour  $x$  petit, cad  $H \approx \frac{j\omega}{Q\omega_0}$ . Cette condition est vérifiée jusqu'à  $x \approx 0,9$  cad  $f = 2\pi\omega \approx 11\text{kHz}$ .