Corrigé du devoir d'entraînement de physique nº 5

¤ Problème A

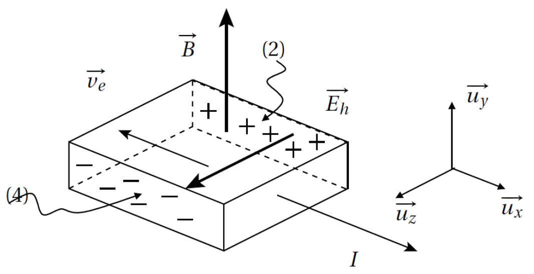
(Corrigé rédigé par Elisabeth EHRHARD, lycée Saint Louis)

⊡ **11.-** $\overrightarrow{J} = -ne\overrightarrow{v}$, soit $||\overrightarrow{v}|| = \dfrac{||\overrightarrow{J}||}{ne}$, et numériquement $||\overrightarrow{v}|| = 3{,}2.10^4\ \mathrm{m{\cdot}s^{-1}}$.

⊡ **12.-**
La force magnétique subie par l'électron est :

$$\overrightarrow{f} = -e\overrightarrow{v} \wedge \overrightarrow{B}.$$

en régime permanent les électrons ont une vitesse $\overrightarrow{v}$ opposée au vecteur densité de courant qui est selon $\overrightarrow{u_x}$, ainsi la force magnétique qu'ils subissent est selon $\overrightarrow{u_z}$, les électrons se déportent vers la face (4). La face (4) se charge négativement, la face (2) positivement.



⊡ **13.-**

J'applique le PFD à un électron dans le référentiel de la plaquette de semi-conducteur supposé galiléen, en régime permanent.

$$m_e\frac{\mathrm{d}^2\overrightarrow{v}}{\mathrm{d}t^2} = -e\overrightarrow{E_h} - e\overrightarrow{v} \wedge \overrightarrow{B} - eE_x\overrightarrow{u_x} - \frac{m_e}{\tau}\overrightarrow{v}$$

$$\overrightarrow{0} = -e\overrightarrow{E_h} - e\overrightarrow{v} \wedge \overrightarrow{B} - eE_x\overrightarrow{u_x} - \frac{m_e}{\tau}\overrightarrow{v},$$

en régime permanent, $\overrightarrow{v}$ est colinéaire à $\overrightarrow{u_x}$, en projetant sur $\overrightarrow{u_z}$ le PFD, on obtient :

$$0 = -e\overrightarrow{E_h}\cdot\overrightarrow{u_z} - evB\left(\overrightarrow{u_x}\overrightarrow{u_y}\right)\cdot\overrightarrow{u_z}$$

$$0 = -eE_h - evB$$

$$\boxed{\overrightarrow{E_h} = -vB\overrightarrow{u_z} = \frac{I_0}{neac}B\overrightarrow{u_z}}.$$

Le champ $\overrightarrow{E_h}$ est un champ électrique permanent, on en déduit :

$$V_2 - V_4 = \int_2^4 \overrightarrow{E_h}\cdot\overrightarrow{u_z}\mathrm{d}z$$

$$V_2 - V_4 = E_h a$$

$$u_h = V_4 - V_2 = -E_h a = \frac{-I_0}{nec}B.$$

Finalement :

$$\boxed{\gamma = \frac{u_h}{B} = \frac{-I_0}{nec}}.$$

Numériquement : $\gamma = -95\ \mathrm{V{\cdot}T^{-1}}$.

⊡ **14.-**

La loi des nœuds donne $I_0 = i_R - I_c$, avec $i_R = \dfrac{u}{R}$, soit $R = \dfrac{U}{I_0 + I_c}$. Numériquement : $R = 500\ \Omega$.

Le dipôle ainsi constitué est bien une source de courant idéale, car le courant I_0 ne dépend pas de la tension à ses bornes, puisque la tension $u = V_s - V_c = 5$ V est imposée par le composant dont on ne nous dit rien...

⊡ **15.-**

Les faces (2) et (3) de la plaquette semi-conductrice seraient placées au même potentiel, celui de référence du circuit, et le courant dans la plaquette ne serait pas colinéaire à $\overrightarrow{u_x}$.

⊡ **16.-**

Grâce à ce nouveau dispositif, le problème de masse est résolu. L'ALI est bouclé sur son entrée inverseuse, il peut fonctionner de façon stable. Il fonctionnera linéairement si $|u_s| < V_{sat}$. On se place dans ce cas pour la suite.

Le système d'équations que vérifie V^+, V^- et V_s est :

$$\begin{cases} V^+ = \dfrac{R_2}{R_1+R_2} V_4 \\ \dfrac{V_2 - V^-}{R_1} = \dfrac{V^- - V_s}{R_2} \\ V^+ = V^- \end{cases}$$

On déduit : $\boxed{V_S = (V_4 - V_2)\dfrac{R_2}{R_1}}$, ainsi la tension à mesurée est amplifiée si $\dfrac{R_2}{R_1} > 1$.

⊡ **17.-**

$R_e = R_1 + R_2$, est non infinie, ainsi des électrons sortent ou rentrent dans la plaquette par les faces (2) et (4), il y a un courant selon $\vec{u_z}$.

⊡ **18.-**

$R_e = \infty$ puisque l'ALI est idéal, donc le courant qui rentre dans l'entrée inverseuse est nul.

Comme le courant d'entrée sur l'entrée non inverseuse est nul, les résistances R et R' forme un diviseur de tension, soit $V_e = V_s \dfrac{R}{R+R'}$, d'où :

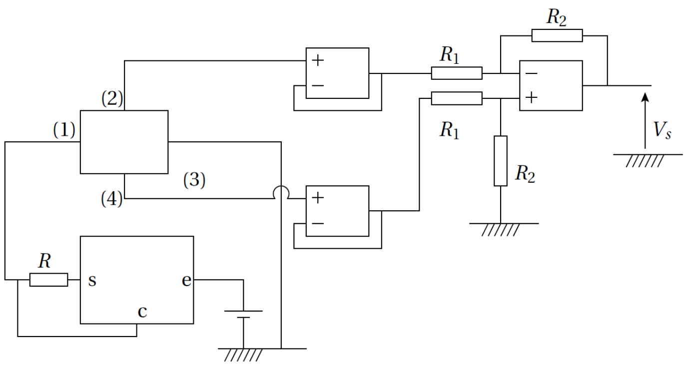
$$\boxed{A = \frac{u_s}{u_e} = 1 + \frac{R'}{R}}.$$

⊡ **19.-**

Cette question est étrangement posée.

En choisissant R infinie et R' nulle, le montage de la figure 6 est celui d'un suiveur de tension qui permet de palier aux problèmes d'adaptation d'impédance.

⊡ **20.-**



⊡ **21.-**

$V_4 - V_2 = V_S \dfrac{R_2}{R_1}$, soit $V_4 - V_2 = 0{,}2$ V.

Comme $U_h = \gamma B$, on en déduit $B = -2{,}1.10^{-4}$ T.

¤ Problème B

1. Avec un filtrage passe-bas, on élimine seulement les bruits de haute fréquence, mais les bruits de basse fréquence, qui sont les plus importants, sont conservés : ce dispositif ne convient pas.

2.a. Pour garder seulement le signal de pulsation ω_m, il faut utiliser un filtre passe-bande avec une pulsation centrale $\boxed{\omega_0 = \omega_m}$, un facteur de qualité Q élevé (pour avoir une bande passante étroite), et éventuellement une amplification à la résonance ($H_0 > 1$).

2.b et **c.** $\boxed{G = |\underline{H}| = \dfrac{1}{\sqrt{1+Q^2(x-1/x)^2}}}$. Cette fraction est maximale quand le dénominateur est minimal, soit quand $(x-1/x)^2$ est minimal : c'est donc pour $x = 1$, soit $\omega = \omega_0$ ou encore $\boxed{f = f_0}$. On trouve alors $G_{max} = 1$, soit $G_{dB\,max} = 0$.

2.d. Il s'agit bien d'un passe-bande, dont la résonance est dans le domaine de bruit minimal (vers 200 kHz). On peut trouver Q en évaluant les deux fréquences pour lesquelles $G_{dB} = G_{dB\,max} - 3\,\text{dB} = -3\,\text{dB}$: alors $Q = f_0/(f_2 - f_1)$. On lit $f_1 = 1{,}5\cdot10^5$ Hz et $f_2 = 3{,}9\cdot10^5$ Hz environ, avec $f_0 = 2{,}4\cdot10^5$ Hz, d'où $\boxed{Q = 1}$ (avec un chiffre significatif). On peut aussi chercher l'ordonnée à l'origine des deux asymptotes (d'équations $G_{dB} = -20\log Q \pm 20\log x$) : on trouve $-20\log Q = 1{,}3$ environ soit $\boxed{Q = 0{,}9}$.

2.e et **f.** Pour le signal utile ($\omega_0 = \omega_m$), $\underline{H} = 1$ donc il est identique à l'entrée et à la sortie : $\boxed{(\mathcal{P}_{\text{utile}})_{\text{après}} = (\mathcal{P}_{\text{utile}})_{\text{avant}} = KG_d^2 V_c'^2/2}$ (avec une constante multiplicative K). Alors $(\text{SNR}_{dB})_{\text{après}} - (\text{SNR}_{dB})_{\text{avant}} = 10\log\dfrac{(\mathcal{P}_{\text{utile}})_{\text{après}}}{(\mathcal{P}_{\text{bruit}})_{\text{après}}} - 10\log\dfrac{(\mathcal{P}_{\text{utile}})_{\text{avant}}}{(\mathcal{P}_{\text{bruit}})_{\text{avant}}} = 10\log\dfrac{(\mathcal{P}_{\text{bruit}})_{\text{avant}}}{(\mathcal{P}_{\text{bruit}})_{\text{après}}}$

soit $\boxed{(\mathrm{SNR}_{\mathrm{dB}})_{\text{après}} - (\mathrm{SNR}_{\mathrm{dB}})_{\text{avant}} = 10\log Q}$. Plus le facteur de qualité est élevé, puis le rapport signal/bruit est amélioré car on élimine une plus grande proportion des bruits. Avec la valeur du schéma précédent, l'effet serait nul !

2.g. Pour améliorer le SNR de 20 dB, il faut prendre $\boxed{Q = 100}$. Ceci est assez facile à réaliser avec un circuit *RLC*.

2.h. En BF, les condensateurs sont équivalents à des coupe-circuits et les bobines à des fils : on trouve alors $V_s \approx 0$ dans les montages 1 et 3 (résistances sans courant), et $V_s \approx V_e$ dans le 2. En HF, les condensateurs sont équivalents à des fils et les bobines à des coupe-circuits : on trouve alors $V_s \approx 0$ dans les trois montages. Le 1 et le 3 sont donc des passe-bandes.

2.i. Pour le 1, avec deux diviseurs de tension : $\underline{H}_1 = \dfrac{\underline{V}_s}{\underline{V}_2} = \dfrac{R}{R + 1/jC\omega} \times \dfrac{1/R}{1/R + j3C\omega + 1/(R + 1/jC\omega)} = \dfrac{1}{1 + 1/jRC\omega + j3RC\omega + 3 + 1}$

soit $\boxed{\underline{H}_1 = \dfrac{1/5}{1 + 1/j5RC\omega + j3RC\omega/5}}$, ce qui correspond à $\underline{H} = \dfrac{H_0}{1 + jQ(x - 1/x)}$ avec $\boxed{H_0 = \dfrac{1}{5}}$, $\boxed{\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{3}RC}}$ et $\boxed{Q = \dfrac{\sqrt{3}}{5}}$.

Pour le 3 : $\boxed{\underline{H}_3 = \dfrac{\underline{V}_s}{\underline{V}_2} = \dfrac{R}{R + jL\omega + 1/jC\omega} = \dfrac{1}{1 + j\left(L\omega/R - 1/RC\omega\right)}}$, ce qui correspond à $\boxed{H_0 = 1}$, $\boxed{\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}}$ et $\boxed{Q = \dfrac{1}{R}\sqrt{\dfrac{L}{C}}}$.

Seul le montage 3 permettrait d'obtenir exactement le diagramme précédent ($H_0 = 1$ et Q au choix).
