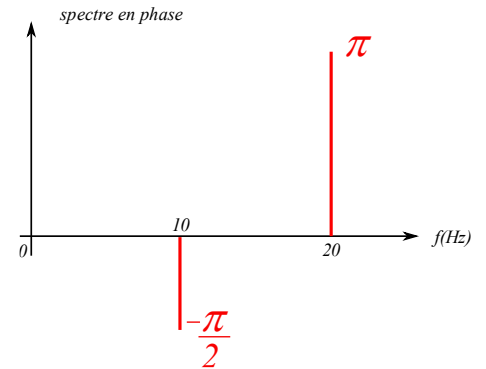
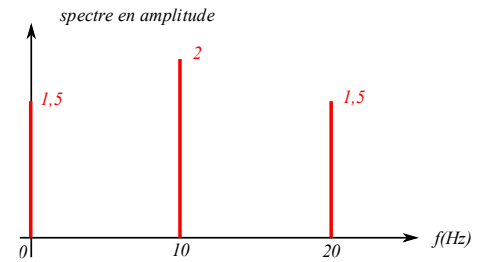


Solutions d'exercices d'électronique feuille 2 2025-2026

1 On considère le signal : $e(t) = 2 \cos\left(20\pi t - \frac{\pi}{2}\right) + 3 \sin^2(20\pi t)$. Pour trouver sa représentation spectrale (amplitude et phase), il faut le mettre sous la forme d'une somme de cosinus :

$$e(t) = 2 \cos\left(20\pi t - \frac{\pi}{2}\right) + 3 \left(\frac{1 - \cos(40\pi t)}{2}\right) = \frac{3}{2} + 2 \cos\left(20\pi t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{3}{2} \cos(40\pi t + \pi).$$

D'où le spectre en échelle linéaire ci-contre :



3

$$1^\circ) \underline{H}_1(j\omega) = \frac{R}{R+2jL\omega} \quad \underline{H}_2(j\omega) = \frac{R}{3R+2jL\omega}$$

On reconnaît donc deux filtres passe-bas d'ordre 1.

2°) En très haute fréquence, les bobines peuvent être remplacées par des interrupteurs ouverts.

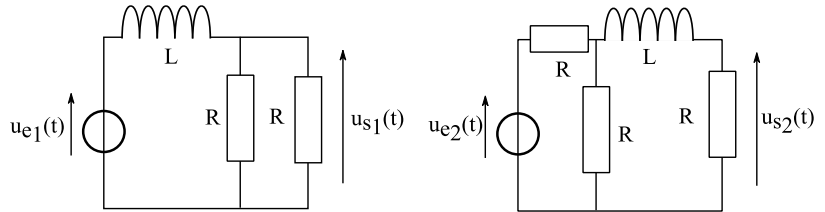
Dans le montage de gauche, il n'y a donc pas de courant dans les résistances, donc $u_{s1} = 0$. De

même, pour le second montage, il n'y a pas de courant dans la résistance de droite, donc $u_{s2} = 0$.

En très basse fréquence, on peut remplacer les bobines par des fils.

Pour le premier montage, cela donne $u_{s1} = u_{e1}$.

Pour le premier montage, cela donne (après avoir regroupé les deux résistances verticales, puis appliqué le pont diviseur de tension) $u_{s2} = \frac{u_{e2}}{3}$.



3°) Les équations différentielles liant les tensions d'entrée et de sortie :

$$R u_{s1}(t) + 2L \frac{du_{s1}}{dt}(t) = R u_{e1}(t) \quad \text{puis} \quad 3R u_{s2}(t) + 2L \frac{du_{s2}}{dt}(t) = R u_{e2}(t)$$

4

$$1^\circ) H_1(p) = \frac{3p}{2-5p} \text{ instable;}$$

$$H_2(p) = \frac{1-2p}{1+3p} \text{ stable;}$$

$$H_3(p) = \frac{-2p}{p^2+2+5p} \text{ stable;}$$

$$H_4(p) = \frac{1-3p}{2+p^2-5p} \text{ instable;}$$

$$\underline{H}_5(j\omega) = \frac{2-3j\omega}{3+2\omega^2+5j\omega} \text{ instable}$$

$$2^\circ) \underline{H}_1(j\omega) = \frac{3j\omega}{2-5j\omega} \quad \underline{H}_3(j\omega) = \frac{-2j\omega}{2-\omega^2+5j\omega}$$

$$3^\circ) s_2(t) = \frac{|1-2j \times 10\pi|}{|1+3j \times 10\pi|} E_0 \cos(10\pi t + \varphi_e + \arg(1-2j \times 10\pi) - \arg(1+3j \times 10\pi))$$

$$= \frac{\sqrt{1+400\pi^2}}{\sqrt{1+900\pi^2}} E_0 \cos(10\pi t + \varphi_e - \arctan(20\pi) - \arctan(30\pi))$$

$$\approx \frac{\sqrt{400\pi^2}}{\sqrt{900\pi^2}} E_0 \cos(10\pi t + \varphi_e - \arctan(20\pi) - \arctan(30\pi))$$

$$\approx \frac{2}{3} E_0 \cos(10\pi t + \varphi_e - \arctan(20\pi) - \arctan(30\pi))$$

$$s_3(t) = \frac{|-2j \times 10\pi|}{|-100\pi^2 + 2 + 5j \times 10\pi|} E_0 \cos(10\pi t + \varphi_e + \arg(-2j \times 10\pi) - \arg(-100\pi^2 + 2 + 5j \times 10\pi))$$

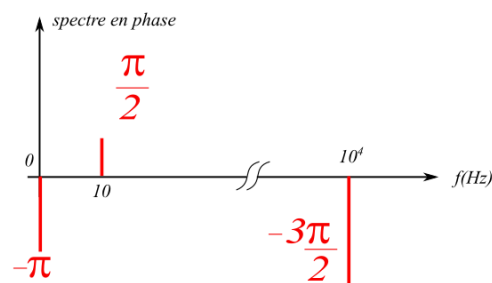
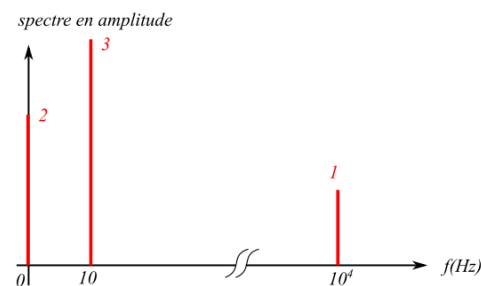
$$= \frac{20\pi}{\sqrt{(2-100\pi^2)^2 + 2500\pi^2}} E_0 \cos\left(10\pi t + \varphi_e - \frac{\pi}{2} - \pi - \arctan\left(\frac{50\pi}{2-100\pi^2}\right)\right)$$

5 1°) Le signal $e(t) = -2 + 3 \cos(20\pi t + \pi/2) + \sin(2,0 \cdot 10^4 \pi t - \pi)$ peut encore s'écrire :

$$e(t) = +2 \cos(0 - \pi) + 3 \cos(2\pi \times 10 \times t + \pi/2) + 1 \cos\left(2\pi \times 10^4 t - \frac{3\pi}{2}\right).$$

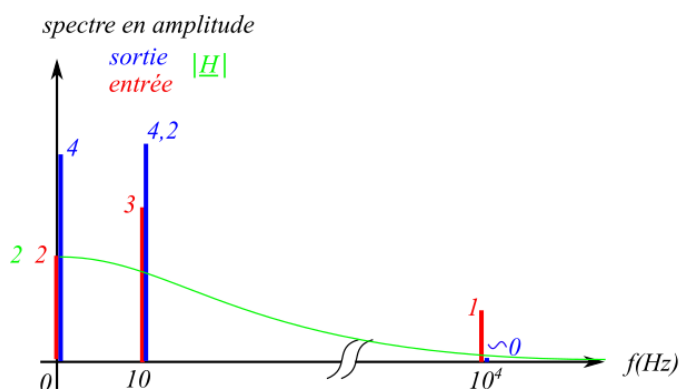
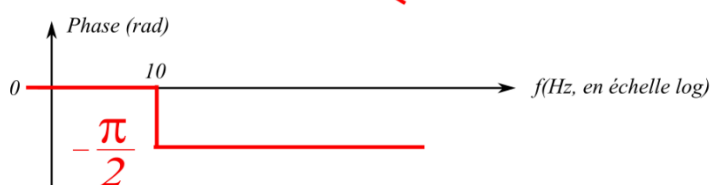
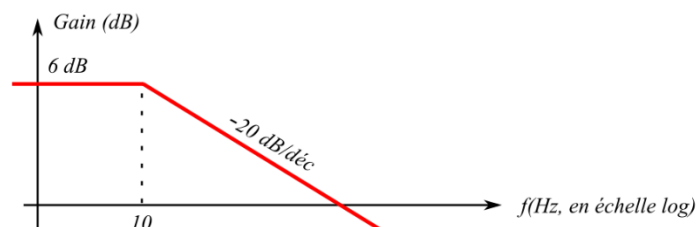
Sa représentation spectrale (amplitude et phase) en échelle linéaire est donc celle donnée ci-contre

2°) On considère la fonction de transfert $H(p) = \frac{2}{1 + \frac{0,05}{\pi} p}$. La constante de temps est $\tau = \frac{0,05}{\pi}$, donc la fréquence de coupure à -3 dB est $f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{0,1} = 10$ Hz.

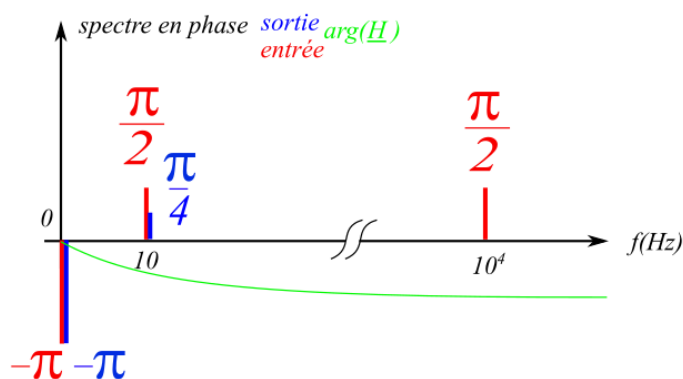


Ses diagrammes de Bode asymptotiques sont donnés ci-contre.

3°) Le module et l'argument de sa fonction de transfert en régime harmonique sont donnés en fonction de la fréquence, en échelle linéaire ci-dessous.



4°) On en déduit la représentation spectrale de la sortie, en échelle linéaire, lorsque le signal d'entrée est $e(t)$ (à gauche, même figure que pour le 3°).



L'allure du signal temporel $e(t)$ est similaire au signal noir de l'exercice 6 ci-dessous, mais la composante continue est négative, et la composante haute fréquence est 10 fois plus rapide, et d'amplitude 5 fois plus grands.

Pour $s(t)$, on a juste une sinusoïde d'amplitude 4,2 et de basse fréquence (10 Hz), centrée non pas sur 0 mais sur -4 V.

6 On considère le signal suivant : $e(t) = 2 + 3 \cos(2\pi t + \pi/2) - 0,2 \sin(2,0 \cdot 10^5 \pi t + \pi)$.

1°) $e(t) = 2 + 3 \cos(2\pi t + \pi/2) - 0,2 \sin(2,0 \cdot 10^5 \pi t + \pi)$
 $e(t) = 2 + 3 \cos(2\pi t + \pi/2) + 0,2 \cos\left(2,0 \cdot 10^5 \pi t - \frac{\pi}{2}\right)$.

Représentation spectrale (amplitude et phase) cf ci-contre.

2°) On considère la fonction de transfert est $H(p) = \frac{5p}{\pi \cdot 10^4 + 5p}$.

Ou encore $H(p) = \frac{\frac{5}{\pi \cdot 10^4} p}{1 + \frac{5}{\pi \cdot 10^4} p} = \frac{\frac{p}{2\pi \cdot 10^3}}{1 + \frac{p}{2\pi \cdot 10^3}}$. On reconnait la fonction de transfert d'un

filtre passe-haut de fréquence de coupure à -3dB $f_c = 1,0$ kHz.

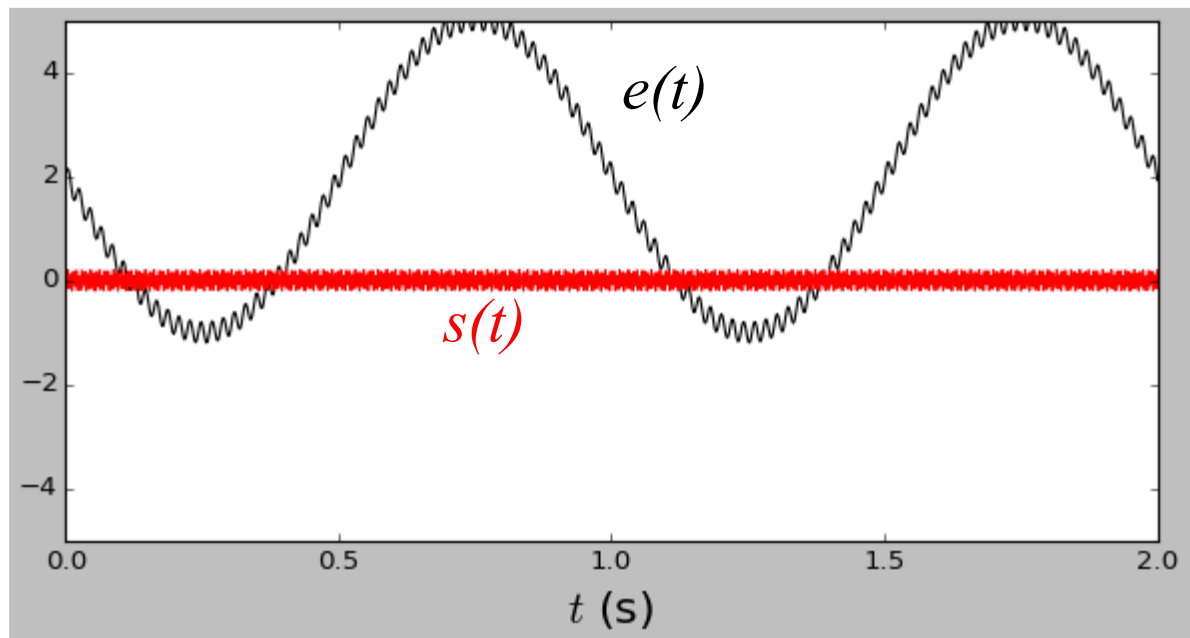
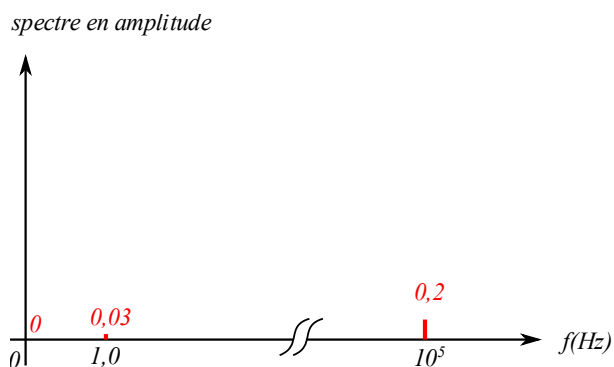
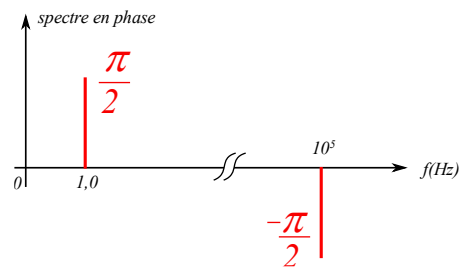
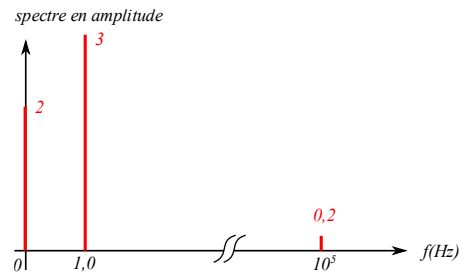
Diagrammes de Bode asymptotiques : pour le gain, une pente à +20 dB/décade puis un plateau à 0dB (la cassure étant à 1 kHz). Pour la phase, $\pi/2$ puis 0.

3°) Module : une courbe qui monte doucement de 0 à 1, en passant par la valeur $1/\sqrt{2}$ à 1,0 kHz.

Argument : courbe qui descend doucement de $\frac{\pi}{2}$ à 0, en passant par $\frac{\pi}{4}$ à 1,0 kHz.

4°) Représentation spectrale en amplitude de la sortie $s(t)$ lorsque le signal d'entrée est $e(t)$: cf ci-contre.

5°) Allures des signaux temporels $e(t)$ et $s(t)$:
 ci-dessous



$$C \left[\frac{1}{s} \right] C \Rightarrow \frac{1}{s} 2C$$

$$1. \left[\underline{H}_1(j\omega) = \frac{\frac{1}{2j\omega C}}{\frac{1}{2j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + 2jRC\omega} \right]$$

$$\left[\underline{H}_2(j\omega) = \frac{R}{2R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{jRC\omega}{1 + 2jRC\omega} \right]$$

2°) Les 2 systèmes sont stables.

$e(t) = e_s = E_0 \Rightarrow$ régime continu $\Rightarrow \omega = 0$ et $\underline{H}_1 = 1$ et $\underline{H}_2 = 0$

$$\Rightarrow \left[\underline{u}_{s1}(t) = E_0 \right] \text{ et } \left[\underline{u}_{s2}(t) = 0 \right]$$

3°) * D'après le 2°, $u_{s1}(t) = 0$ pour $t < 0^-$ et $u_{s2}(t) = 0$ pour $t < 0^-$

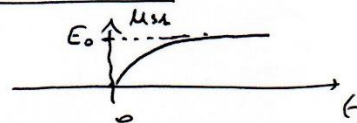
$$* \quad u_{s1}(t) + 2RC \frac{du_{s1}}{dt}(t) = u_{e1}(t)$$

$$\text{on résout pour } t > 0: \quad u_{s1} + \tau \frac{du_{s1}}{dt} = E_0 \quad \tau = 2RC$$

$$u_{s1}(t) = E_0 + \lambda e^{-t/\tau}$$

$$\text{Continuité} \Rightarrow u_{s1} \text{ continue} \Rightarrow u_{s1}(0^+) = 0 \Rightarrow \lambda = -E_0$$

$$\left[u_{s1}(t) = E_0 (1 - e^{-t/\tau}) \right] \quad \tau = 2RC$$



$$* \quad u_{s2}(t) + 2RC \frac{du_{s2}}{dt}(t) = RC \frac{du_{e2}}{dt} = 0 \text{ pour } t > 0$$

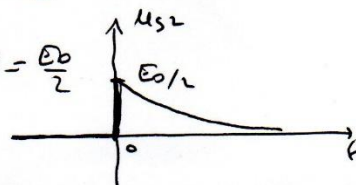
$$u_{s2}(t) = \lambda' e^{-t/\tau} \quad \tau = 2RC$$

$$u_{e2} = u_R + u_C + u_{s2} \quad * \quad u_C \text{ continue et } u_R = u_{s2}$$

$$\Rightarrow u_{e2} = 2u_{s2} + u_C \Rightarrow u_{e2} - 2u_{s2} \text{ continue.}$$

$$\Rightarrow E_0 - 2u_{s2}(0^+) = 0 - 0 \Rightarrow u_{s2}(0^+) = \frac{E_0}{2}$$

$$\left[u_{s2}(t) = \frac{E_0}{2} e^{-t/\tau} \right] \quad \tau = 2RC$$



$$1^o) \quad u_s = \frac{R}{2R + jL\omega} u_e = \frac{1}{2 + j\frac{L\omega}{R}} u_e$$

$$2 u_s(t) + \frac{L}{R} \frac{du_s}{dt} = u_e(t)$$

2^o) Si $u_e(t) = E_a$ pendant longtemps, on est en régime établi, constant, donc $\frac{du_s}{dt} = 0$ et $u_{s1}(t) = \frac{u_e(t)}{2}$

$$\rightarrow \boxed{u_{s1}(t \rightarrow \infty) = \frac{E_a}{2}}$$

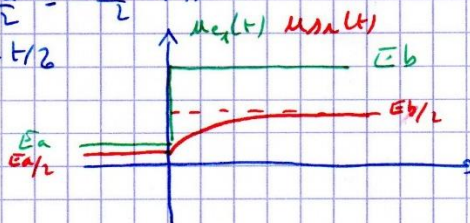
On n'a aucune raison d'être continue a priori, mais l'ortan $i_L(t)$ l'est donc $u_{s1} = Ri_L$ l'est aussi : u_{s1} continue
 Pour $t > 0$, $2u_{s1}(t) + \frac{L}{R} \frac{du_{s1}}{dt} = E_b$

$$\rightarrow u_{s1}(t) = \frac{E_b}{2} + A e^{-t/\tau} \quad \tau = \frac{L}{2R}$$

Raccordement en 0 :

$$\frac{E_a}{2} = \frac{E_b}{2} + A$$

$$u_{s1}(t) = \frac{E_b}{2} + \frac{E_a - E_b}{2} e^{-t/\tau}$$



$$3^o) \quad u_{s2}(t) = \frac{R}{\sqrt{4R^2 + L^2\omega^2}} E_b \cos(\omega t + \varphi - \arctan(\frac{L\omega}{2R}))$$

$$4^o) \quad u_{s3}(t) = \frac{R}{\sqrt{4R^2 + L^2\omega^2}} E_b \sin(\omega t + \varphi - \arctan(\frac{L\omega}{2R}))$$

$$5^o) \quad u_{s4}(t) = \frac{R}{\sqrt{4R^2 + L^2\omega^2}} E_a \cos(\omega t + \varphi_a - \arctan(\frac{L\omega_a}{2R})) + \frac{R}{\sqrt{4R^2 + L^2\omega_b^2}} E_b \cos(\omega_b t + \varphi_b - \arctan(\frac{L\omega_b}{2R}))$$

$$6^o) \quad u_{s5}(t) = \frac{E_0}{2} + E_1 \frac{R}{\sqrt{4R^2 + L^2\omega_1^2}} \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \arctan(\frac{L\omega_1}{2R}))$$

Ann 1 : $\frac{L\omega_1}{2R} = 250 \gg 1 \Rightarrow u_{s5}(t) \approx \frac{E_0}{2}$

Ann 2 : $u_{s5}(t) \approx \frac{E_0}{2} + \frac{E_1 R}{2R} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$
 $\approx \frac{E_0}{2} + \frac{E_1}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$

- 1°) Attention au piège : Entre 5 kHz et 15 kHz, il n'y a pas une décade !
Il y aurait une décade entre 5 et 50, ou entre 15 et 150.

Simplement, cette asymptote a pour équation : $y = 20 \log f + \alpha$
D'où
$$\begin{cases} -A_0 = 20 \log(5000) + \alpha \\ 0 = 20 \log(15000) + \alpha \end{cases} \Rightarrow \text{Par différence : } \boxed{A_0 = 20 \log 3 = 9,5 \text{ dB}}$$

Ainsi, le premier palier est à $-9,5 \text{ dB}$.

- 2°) En observant le diagramme asymptotique de Bode pour le gain d'un filtre passe-bas d'ordre 1, on constate une cassure à la pulsation caractéristique, faisant passer la pente de 0 à -20 dB/décade .
Puisque $\log(1/x) = -\log x$, on peut dire que pour passer de $20 \log |H|$ à $20 \log(1/|H|)$, il suffit d'effectuer une symétrie verticale, au niveau du diagramme de Bode. Ainsi, pour produire une cassure faisant passer la pente de 0 à $+20 \text{ dB/décade}$, à une pulsation ω_0 , il suffit d'avoir un facteur $(1 + j\frac{\omega}{\omega_0})$ au numérateur de la fonction de transfert. Et pour que la pente passe ensuite de $+20$ à 0, à ω'_0 , il suffit d'avoir un terme en $\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega'_0}}$.

On peut donc écrire : $H_a(j\omega) = K_a \frac{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1})}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_2})}$ avec $\begin{cases} \omega_1 = 2\pi f_1 \\ \omega_2 = 2\pi f_2 \end{cases}$
et $f_1 = 5 \text{ kHz}$ et $f_2 = 15 \text{ kHz}$.

Et comme $|H_a(j\omega)| = 1$ en haute fréquence, $K_a = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ convient (il nous manque une information sur la phase pour connaître le signe de K_a)

De la même façon, on peut écrire $H_b(j\omega) = K_b \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$

Et comme $|H_b(j\omega)| = 1$ à fréquence nulle, $K_b = 1$

Conclusion,
$$\boxed{H_a(j\omega) = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}}$$

$$\boxed{H_b(j\omega) = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}}$$

et $\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{1}{3}$

- 3°) Soit Z_1 l'association de R_1 et C_1 $Z_1 = \frac{R_1}{1 + jR_1C_1\omega}$. On applique le th^m du diviseur de tension :
$$H_1(j\omega) = \frac{R_2}{R_2 + Z_1} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1 + jR_1C_1\omega}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 + jR_1R_2C_1\omega} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + jR_1C_1\omega}{1 + j\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}C_1\omega}$$

Cela correspond bien à H_a , avec $\omega_1 = \frac{1}{R_1C_1}$ et $\omega_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1R_2C_1}$

on veut $\omega_2 = 3\omega_1$, d'où $\boxed{R_1 = 2R_2}$ Et $\frac{\omega_2}{2\pi} = 5 \text{ kHz} \Rightarrow \boxed{R_1C_1 = 3,2 \cdot 10^{-5} \text{ s}}$

on peut prendre $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 16,9 \text{ nF}$ et pour $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = 32 \text{ k}\Omega$

De même,
$$H_2(j\omega) = \frac{R_4 + \frac{1}{jC_4\omega}}{R_3 + R_4 + \frac{1}{jC_4\omega}} = \frac{1 + jR_4C_4\omega}{1 + j(R_3 + R_4)C_4\omega}$$

$\begin{cases} \omega_2 = \frac{1}{R_4C_4} \\ \omega_1 = \frac{1}{(R_3 + R_4)C_4} \end{cases}$ $\omega_2 = 3\omega_1 \Rightarrow \boxed{R_3 = 2R_4}$ $\frac{\omega_2}{2\pi} = 15 \text{ kHz} \Rightarrow \boxed{R_4C_4 = 1,06 \cdot 10^{-5} \text{ s}}$
Par exemple $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_4 = 10,6 \text{ nF}$
pour $C_4 = 1 \text{ nF}$, $R_4 = 10,6 \text{ k}\Omega$

4°) Le bruit est blanc, donc de spectre équivalent à toutes fréquences, mais vu que le spectre du signal utile est plus faible en haute fréquence, c'est en hautes fréquences que le bruit sera plus gênant.

Pour éviter cela, on place l'accentuateur avant l'émission, pour remonter le poids des hautes fréquences, on émet, puis on place un désaccentuateur lors de la réception, pour redonner aux hautes fréquences leur poids initial.

11 (en fait 10)

1°) Pour les deux oscillogrammes, la composante continue du signal d'entrée est $\frac{E}{2}$.

Et la composante continue est nulle pour les deux signaux de sortie, ce qui est normal, vu que le filtre est passe-bande.

2°) Le passage d'un créneau à un triangle correspond à une intégration. Les différentes raies du créneau doivent donc se situer dans le domaine où la filtre passe-bande se comporte en intégrateur, c'est-à-dire au-dessus de sa fréquence centrale.

3°) Un filtre passe-bande peut transformer un créneau en une sinusoïde s'il parvient à ne garder qu'une seule de ses raies. Il faut donc qu'il ait un grand facteur de qualité.

Sur l'image de droite, on remarque que le créneau a même période que la sinusoïde, donc cette sinusoïde correspond au fondamental du créneau. Donc la fréquence centrale du filtre passe-bande est proche de la fréquence fondamentale du créneau.

Et en plus, la sinusoïde est en opposition de phase avec le fondamental du créneau, donc la fréquence centrale du filtre passe-bande est exactement égale à la fréquence fondamentale du créneau, et la fonction de transfert du filtre comporte une constante réelle négative.

4°) D'après le 3°), $\omega_1 = \omega_0$, et puisqu'on lit une période de $T_1 = 0,4$ ms,

on peut dire que $\omega_0 = \frac{2\pi}{0,40 \cdot 10^{-3}} = 16 \cdot 10^3 \text{ rad.s}^{-1}$.

Et G_0 , qui est négatif (cf 3°)), vaut $G_0 = -\frac{V_2}{\frac{2E}{\pi}}$.

Pour trouver Q , on utilise l'image de droite. D'après le 2°), on est dans un domaine de fréquence où la fonction de transfert du filtre passe-bande a pour expression approchée : $\underline{T}(j\omega) \simeq \frac{G_0}{jQ\omega} = \frac{G_0 \omega_0}{jQ\omega}$.

Cela correspond à l'équation différentielle : $\frac{G_0 \omega_0}{Q} v_{ea}(t) = \frac{dv_s}{dt}(t)$, $v_{ea}(t)$ étant la composante alternative de l'entrée $v_e(t)$.

Il vient donc : $\frac{G_0 \omega_0 E}{Q} \frac{1}{2} = \frac{-2 V_1}{\frac{T}{2}}$, avec $T = 40 \mu\text{s}$.