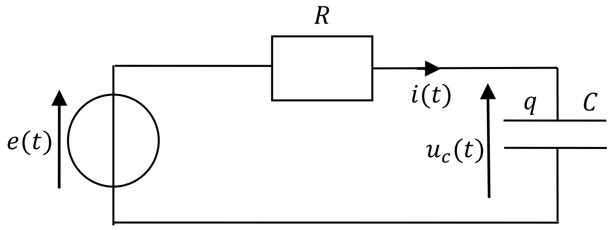
Correction TD n°2

Exercice 1 :

1- $E_{moy} = 0$, $E_{eff} = 2/\sqrt{2} \simeq 1{,}4$
2- $E_{moy} = -3$, $E_{eff} = \sqrt{8+9} \simeq 4{,}1$
3- $E_{moy} = 0$, $E_{eff} = E/2$
4- $E_{moy} = 0$, $E_{eff} = E/\sqrt{2}$
5- $E_{moy} = \alpha E$, $E_{eff} = \sqrt{\alpha} E$

Exercice 2 :



1- Loi des mailles :

$$e = Ri + u_c$$

Or $u_c = \frac{q}{C}$, donc :

$$e = Ri + \frac{q}{C}$$

Pour obtenir l'équation différentielle sur le courant, sachant que $i = dq/dt$, on dérive l'équation précédente par rapport au temps :

$$\frac{de}{dt} = R\frac{di}{dt} + \frac{i}{C}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{1}{R}\frac{de}{dt} = \frac{di}{dt} + \frac{i}{RC}}$$

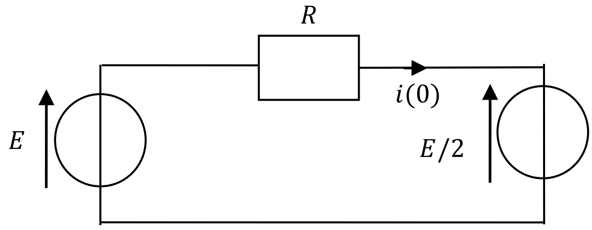
2- Pour $t \geq 0$, l'équation différentielle s'écrit :

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = 0$$

En posant $\tau = RC$, l'équation différentielle a pour solution :

$$i(t) = K\, e^{-t/\tau}$$

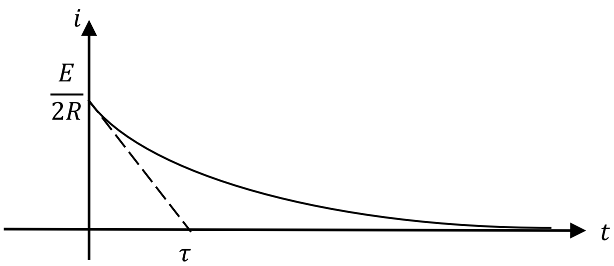
Pour trouver la condition initiale sur le courant, on peut faire un circuit électrique équivalent à $t = 0$, sachant que $u_c(0) = \frac{q(0)}{C} = \frac{E}{2}$:



Une loi des mailles et une loi d'Ohm donnent : $i(0) = E/2R$

On en conclut que :

$$\boxed{i(t) = \frac{E}{2R} e^{-t/\tau}}$$



3- Deux méthodes pour établir l'expression de u_c :

- On établit l'équation différentielle vérifiée par u_c en utilisant $i = C\frac{du_c}{dt}$ et on trouve :

$$E = u_c + RC\frac{du_c}{dt}$$

Puis on résout en prenant en compte la condition initiale $u_c(0) = E/2$.

- Sachant que $\frac{du_c}{dt} = \frac{i}{C}$, en intégrant le courant entre 0 et t on obtient :

$$\int_0^t \frac{du_c}{dt} dt = \int_0^t \frac{i}{C} dt = \frac{1}{C}\int_0^t \frac{E}{2R} e^{-t/\tau} dt$$

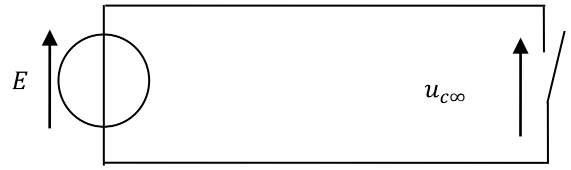
$$\Rightarrow u_c(t) - u_c(0) = \frac{E}{2\tau}\left[-\tau e^{-\frac{t}{\tau}}\right]_0^t = \frac{E}{2}\left(-e^{-\frac{t}{\tau}} + 1\right)$$

$$\Rightarrow u_c(t) - \frac{E}{2} = \frac{E}{2}\left(-e^{-\frac{t}{\tau}} + 1\right)$$

$$\boxed{u_c(t) = E\left(1 - \frac{1}{2}e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$$

Pour $t \to +\infty$, $u_c \to E$.

En régime continu le condensateur est équivalent à un interrupteur ouvert, donc le courant est nul ce qui implique que la tension aux bornes de la résistance est nulle aussi (donc équivalente à un fil), on a donc le schéma équivalent suivant :



De manière évidente on voit que $u_{c\infty} = E$, ce qui est bien cohérent avec le résultat trouvé précédemment.

4- a) Le système est linéaire (tous les dipôles dans le circuit sont des dipôles linéaires), ce qui implique que si le générateur délivre une tension sinusoïdale alternative, en régime permanent le courant est aussi sinusoïdal alternatif de même pulsation $\Rightarrow i(t) = I\cos(\omega t + \varphi)$

b) Deux méthodes :

- on reprend l'équation différentielle établie à la question 1 et on passe en complexe.
- R et C sont en série donc l'impédance équivalente de ces deux dipôles vaut $\underline{Z} = R + \frac{1}{jC\omega}$ et une loi d'Ohm donne :

$$\underline{E} = \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)\underline{I} = \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega}\underline{I}$$

En isolant le courant, on obtient :

$$\underline{I} = \frac{jC\omega}{1 + jRC\omega}\underline{E}$$

En prenant le module, on en déduit que :

$$I = |\underline{I}| = \frac{C\omega E}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}$$

Et en prenant l'argument :

$$\arg(\underline{I}) = \arg(jC\omega) + \arg(\underline{E}) - \arg(1 + jRC\omega)$$

$$\Rightarrow \boxed{\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan(RC\omega)}$$

<u>Remarque importante</u> : avant d'appliquer aveuglément la formule

$$\arg(a + jb) = \arctan\left(\frac{b}{a}\right)$$

Bien vérifier que $a > 0$, car si $a < 0$ on a :

$$\arg(a + jb) = \pm\pi + \arctan\left(\frac{b}{a}\right)$$

Le + ou le – devant le π dépend de l'intervalle choisit pour décrire l'angle ($[0, 2\pi[$ ou $[-\pi, \pi[$)

I est l'amplitude du courant. Pour un signal sinusoïdal alternatif, la valeur efficace vérifie :

$$I_{eff} = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{C\omega E}{\sqrt{2 + 2(RC\omega)^2}}$$

c) Sachant que $i = C\frac{du_c}{dt}$, en passant en complexe, on en déduit que :

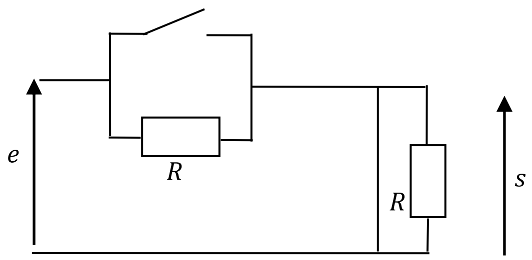
$$\underline{I} = jC\omega\underline{U_c} \Rightarrow \underline{U_c} = \frac{\underline{I}}{jC\omega}$$

$\Rightarrow U_c = \frac{I}{C\omega}$ et $\varphi_c = \varphi - \frac{\pi}{2} = -\arctan(RC\omega)$

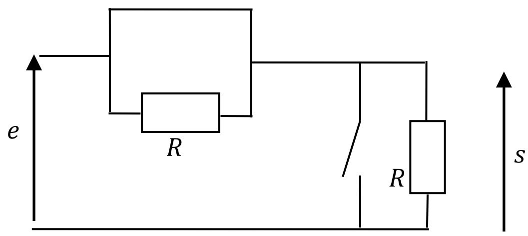
$$\Rightarrow \boxed{u_c(t) = \frac{E}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}\cos(\omega t - \arctan(RC\omega))}$$

d) Sachant que $-\pi < \varphi_c < 0$, on en déduit que u_c est en retard sur e.

Exercice 3 :



1- En basse fréquence le circuit est équivalent à :
Donc la tension de sortie est nulle (tension aux bornes d'un fil).
En basse fréquence $\underline{H} \to 0$



En haute fréquence, le circuit est équivalent à :
Les deux extrémités des tensions e et s sont reliés par des fils donc $e = s$.
En haute fréquence $\underline{H} \to 1$.
Il s'agit donc d'un filtre passe-haut.

2- On associe en parallèle R et C, et de même pour R et L : $\underline{Z_1} = \frac{R}{1+jRC\omega}$ et $\underline{Z_2} = \frac{jL\omega}{1+j\frac{L}{R}\omega}$. Ces deux dipôles équivalents sont en série, on peut donc appliquer un pont diviseur de tension :

$$\underline{S} = \frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}}\underline{E}$$

$$\Rightarrow \underline{H} = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}} = \frac{\frac{jL\omega}{1+j\frac{L}{R}\omega}}{\frac{R}{1+jRC\omega} + \frac{jL\omega}{1+j\frac{L}{R}\omega}}$$

Après calcul on trouve :

$$\boxed{\underline{H} = \frac{j\frac{L}{R}\omega(1+jRC\omega)}{1+2j\frac{L}{R}\omega - LC\omega^2}}$$

Pour $\omega \to 0$, $\underline{H} \to 0$ et pour $\omega \to +\infty$, $\underline{H} \to 1$, on retrouve bien les mêmes équivalents que l'analyse qualitative. Il s'agit bien d'un passe-haut.

Exercice 4 :

1- Filtre 1 : passe-bas du 2$^{\text{ème}}$ ordre (-40 dB/décade en haute fréquence)

$$\underline{H_1} = \frac{100}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Avec $\omega_0 = 2\pi f_0 = 0{,}63\ rad.s^{-1}$
Filtre 2 : passe-bande d'ordre 2

$$\underline{H_2} = \frac{H_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

Avec $\omega_0 = 1000\ rad.s^{-1}$
Filtre 3 : passe-haut du 1$^{\text{er}}$ ordre (+20 dB/décade)

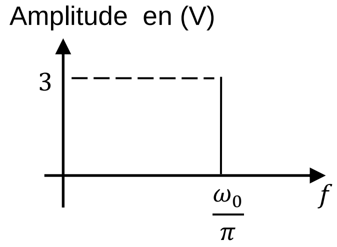
$$\underline{H_3} = \frac{0{,}1j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

Avec $\omega_0 = 100\ rad.s^{-1}$

2- Pour avoir un intégrateur il faut une pente de -20 dB/décade puisque dans ce cas $\underline{H} \sim \frac{\alpha}{j\omega}$, où α est une constante. Ce qui est possible pour le filtre 2 pour $\omega \gg \omega_0 = 1000\ rad.s^{-1}$.

Pour avoir un dérivateur il faut une pente de 20 dB/décade puisque dans ce cas $\underline{H} \sim j\alpha\omega$, où α est une constante. Ce qui est possible pour le filtre 2 pour $\ll \omega_0 = 1000\, rad.s^{-1}$ et pour le filtre 3 pour $\omega \ll \omega_0 = 100\, rad.s^{-1}$.

Exercice 5 :



1- Son spectre est représenté par une raie :
2- Filtre passe-haut du 1er ordre.
3- Pour établir $s(t)$, on calcule la fonction de transfert pour $\omega = 2\omega_0$ (pulsation du signal) :

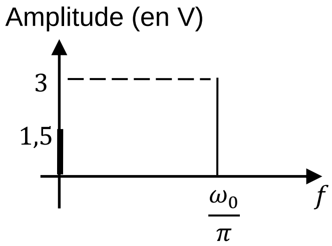
$$\underline{H}(2j\omega_0) = \frac{2}{1 - j\frac{3}{2}}$$

Or $S = |\underline{H}(2j\omega_0)|E = \frac{2E}{\sqrt{1+\frac{9}{4}}} = \frac{4E}{\sqrt{4+9}} \simeq 3{,}3\, V$

$$\varphi_s = \varphi_e + \arg\left(\underline{H}(2j\omega_0)\right) = -\frac{\pi}{4} - \arg\left(1 - j\frac{3}{2}\right) = -\frac{\pi}{4} + \arctan\frac{3}{2} \simeq 0{,}2\, rad$$

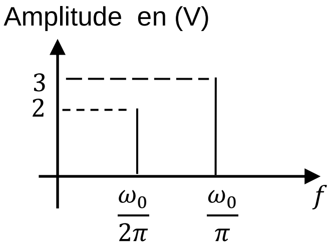
Donc la tension de sortie vaut : $\boxed{s(t) = 3{,}3\cos(2\omega_0 t + 0{,}2)}$

4- Spectre :



$\underline{H}(0) = 0$, donc la partie continue du signal d'entrée est enlevée par le filtre donc : $\boxed{s_1(t) = s(t)}$

Spectre :



On utilise la même méthode sur le terme $2\sin(\omega_0 t)$ puis on utilise le théorème de superposition.
Sachant que $\underline{H}(j\omega_0) = \frac{2}{1-3j}$, on obtient :
$\boxed{s_2(t) = 3{,}3\cos(2\omega_0 t + 0{,}2) + 1{,}3\sin(\omega_0 t + 1{,}2)}$

Exercice 6 :

1- Circuit RLC soit branché sur un générateur de fem e qui délivre un échelon, soit court-circuité mais dans ce cas la charge initiale du condensateur doit-être non nulle.
On branche un oscilloscope aux bornes de la résistance (attention à l'éventuel problème de masse).

2- On établit l'équation différentielle vérifiée par le courant on trouve :

$$C\frac{de}{dt} = i + RC\frac{di}{dt} + LC\frac{d^2 i}{dt^2}$$

Comme e est constante alors $de/dt = 0$.
La solution est de la forme demandée si le discriminant est négatif (régime pseudopériodique cohérent avec la courbe) :

$$\Delta = (RC)^2 - 4LC < 0$$

On en déduit que :

$$\tau = \frac{2L}{R}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

Remarque : ici, avec les notations de l'énoncé, ω_0 n'est pas la pulsation propre. C'est simplement la pseudo-pulsation du courant.

3- Sur le graphe on mesure la pseudo-période. Pour être plus précis il faut prendre les intersections avec l'axe des abscisses plutôt que les maxima et prendre le maximum de pseudo-périodes, ici trois.
On trouve : T = 0,45/3 = 0,15 s, soit une pulsation de $\boxed{\omega_0 = 42 \text{ rad.s}^{-1}}$
Pour mesurer τ on utilise l'expression de la tension :

$$\frac{u(t+T)}{u(t)} = e^{-T/\tau}$$

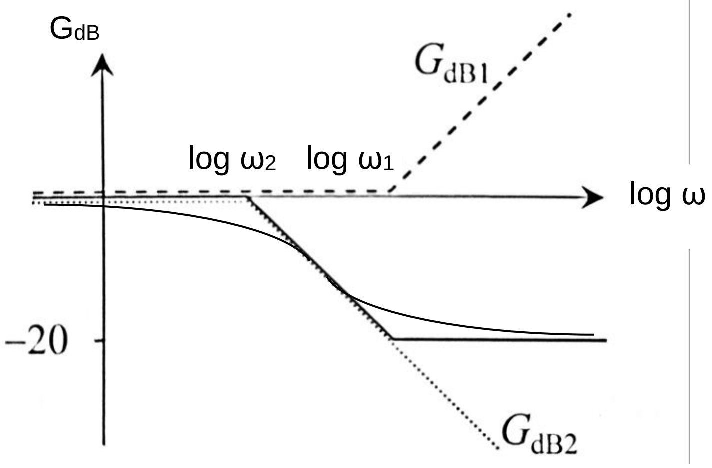
$$\tau = \frac{T}{ln\left(\frac{u(t)}{u(t+T)}\right)}$$

Pour l'application numérique on choisit les deux premiers maxima.
AN : $\boxed{\tau = 0{,}22 \text{ s}}$

Exercice 7 :

1- En BF : $\boxed{\underline{H} \to 1}$ et en HF : $\boxed{\underline{H} \to \frac{R_1}{R_1+R_2}}$

2- Par un pont diviseur de tension on trouve la fonction de transfert demandée avec :
$\boxed{H_0 = 1}$, $\boxed{\tau_1 = R_1 C}$ et $\boxed{\tau_2 = (R_1 + R_2)C}$
AN : $\tau_1 = 10^{-4}$ s et $\tau_2 = 10^{-3}$ s
3- On peut voir cette fonction comme le produit de deux fonctions de transfert :
$\underline{H_1}(j\omega) = 1 + j\tau_1\omega$ et $\underline{H_2}(j\omega) = \frac{1}{1+j\tau_2\omega}$, d'où le diagramme de Bode :



avec $\omega_1 = 1/\tau_1$ et $\omega_2 = 1/\tau_2$
4- En utilisant la définition de la pulsation de coupure et après calcul on trouve :

$$\boxed{\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\tau_2^2 - 2\tau_1^2}}}$$

AN : $\omega_c = 1{,}0.10^3$ rad/s
5- L'équation différentielle liant l'entrée et la sortie s'obtient facilement à partir de la fonction de transfert en repassant en notation réelle :

$$\boxed{V_S + \tau_2 \frac{dV_S}{dt} = V_E + \tau_1 \frac{dV_E}{dt}}$$

6- On linéarise le cosinus au carré et on applique la méthode du cours et on trouve :

$$\boxed{V_S(t) = \frac{U}{2} + \frac{U}{2}\sqrt{\frac{1+4\omega_E^2\tau_1^2}{1+4\omega_E^2\tau_2^2}}\cos(2\omega_E t + \varphi)}$$

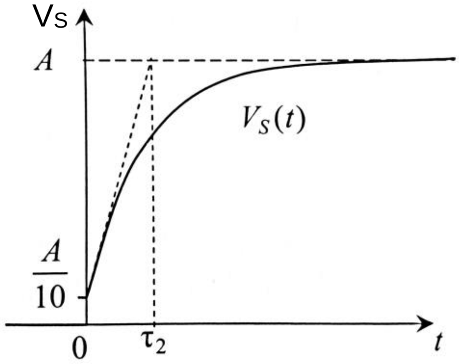
ave$c$ $\boxed{\varphi = \arctan(2\tau_1\omega_E) - \arctan(2\tau_2\omega_E)}$
AN : $\boxed{\sqrt{\frac{1+4\omega_E^2\tau_1^2}{1+4\omega_E^2\tau_2^2}} = 0{,}1 \text{ et } \varphi = 0{,}09 \text{ rad}}$

7- Pour établir la réponse à un échelon, il suffit de résoudre l'équation différentielle :

$$V_S + \tau_2 \frac{dV_S}{dt} = U$$

Après calcul on trouve :

$$\boxed{V_S(t) = U\left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} e^{-t/\tau_2}\right)}$$



Exercice 8 :

I.1 Cf. cours.

I.2.a. Spectre de Fourier : représentation des amplitudes des composantes du signal en fonction de la fréquence.

I.2.b. Toutes les raies du spectre du signal de sortie sont présentes dans le spectre du signal d'entrée, le filtre est donc bien linéaire. Le filtre atténue les raies de haute fréquence, c'est donc un passe-bas.

I.2.c. Même raisonnement. Système 2 : filtre passe-bande linéaire. Système 3 : filtre non-linéaire (raies présentes dans le signal de sortie et inexistantes dans le signal d'entrée).

II.1.a. L'entrée et la sortie sont de même pulsation donc le terme en $e^{j\omega t}$ se simplifie, $\underline{T}(\omega)$ est donc indépendante du temps.

II.1.b. Grâce à la décomposition en série de Fourier d'un signal périodique et le principe de superposition vérifié par un système linéaire, à partir de la réponse harmonique (connaissance de la fonction de transfert) on peut établir la réponse du filtre à n'importe quel signal périodique.

II.1.e. Par identification on a :

$$R_1 C_1 = \frac{Q}{\omega_0}$$

$$\frac{1}{R_e C_1} = Q\omega_0$$

On en déduit que :

$$\boxed{Q = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}}$$

$$\boxed{\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}\sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}}$$

II.2.a. Le module de la fonction de transfert vaut :

$$T(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

Le gain est maximal quand le dénominateur est minimal. Le dénominateur est toujours supérieur à 1, il est donc minimal quand il vaut 1, c'est-à-dire pour $\omega = \omega_0$.
Conclusion : $\boxed{T_{max} = 1 \text{ pour } \omega = \omega_0}$.

II.2.b. Par définition, les pulsations de coupures vérifient :

$$T(\omega_c) = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Après calcul on obtient :

$$\boxed{\omega_{c1} = \omega_0\left(-\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}}\right)}$$

$$\boxed{\omega_{c2} = \omega_0\left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}}\right)}$$

La bande passante est l'intervalle $[\omega_{c1}, \omega_{c2}]$.

II.2.c. On remarque que le facteur de qualité Q vérifie la relation :

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_{c2} - \omega_{c1}}$$

Plus la bande passante est étroite, plus le facteur de qualité est grand. Q traduit donc la sélectivité du filtre.

II.2.d. Cf. cours. Attention au "-1" au numérateur qui ajoute un déphasafe de $\pm\pi$.

II.3.a. Le terme $\frac{E}{2}$ est le terme continu. Le terme $\frac{2E}{\pi}\cos(2\pi f t)$ est le fondamental et les autres termes sont les harmoniques de k (k = 3, 5, 7…).

II.3.b. Si f_0 = 3,0 kHz, la pulsation centrale du filtre correspond à la fréquence du signal créneau. Comme le filtre est très sélectif (Q = 20), il ne conservera que le fondamental. La fonction de transfert pour la pulsation centrale vaut T = -1, on en conclut qu'à la sortie on aura un signal sinusoïdal alternatif : $s(t) = -\frac{2E}{\pi}\cos(2\pi f t)$.

II.3.c. On fait varier la fréquence f_0 du filtre, à chaque fois qu'elle est égale à celle d'une harmonique on obtient en sortie une sinusoïde dont on mesure l'amplitude. On obtient ainsi l'amplitude de chaque harmonique, donc on peut tracer le spectre.

II.3.d. Si Q = 1, le filtre n'est pas très sélectif. f_0 >> 3 kHz, donc la majorité du spectre du signal d'entrée se trouve dans la partie dérivateur du filtre. On aura donc en sortie des pics positifs pour les fronts descendants du créneau et des pics négatifs pour les fronts montant du créneau. Le signal de sortie sera alternatif puisque la partie continue est filtrée.

II.3.e. Si f_0 = 100 Hz, le spectre du signal d'entrée se trouve dans la partie intégrateur du filtre. On aura donc en sortie un signal triangulaire alternatif d'amplitude $S_{max} = \frac{ETf_0}{8}$.
La courbe sera croissante pour e(t) = 0 et décroissante pour e(t) = E.

<u>Exercice 9</u> :

1- Cf. cours.
2- Les b_k sont nuls car le signal est paire, il ne contient pas de sin (fonction impaire).
3- Harmoniques de rang pair nulles et amplitudes décroissant en $1/k^2$. Remarque : le terme a_0 est nul puisque le signal est alternatif (valeur moyenne nulle donc pas de partie continue).

4- La fréquence du signal d'entrée est 200Hz. Si f_0 = 10 Hz, la majorité du spectre se trouve dans la partie passante du filtre, la sortie est quasiment identique à l'entrée.

   Pour f_0 = 20 kHz, tout le spectre du signal se trouve dans la partie dérivateur. En sortie on aura donc un signal créneau alternatif de période que le signal d'entrée et d'amplitude $\frac{2}{\pi T f_0}E$.

<u>Exercice 10</u> :

1- Une raie d'amplitude E/2 pour la composante continue. Raies d'amplitude décroissante en 1/k pour le fondamentale et les harmoniques de rang impaires. Pas d'harmoniques de rang pair.

2- Le gain vaut 1 dans la bande passante et est nul partout ailleurs.

3- Il n'y a que deux raies : celles correspondant aux harmoniques de rang 3 (f_3 = 9 kHz) et 5 (f_5 = 15 kHz) de même amplitude que pour l'entrée.

4- $s(t) = \frac{2E}{3\pi}\cos(6\pi f t) + \frac{2E}{5\pi}\cos(10\pi f t)$

<u>Exercice 11</u> :

1- Oui, tous les dipôles sont linéaires.

2- A l'aide d'une loi des nœuds et d'une loi d'Ohm, on obtient :

$$\boxed{\frac{L}{r}\frac{de}{dt} = s + \frac{L}{r}\left(1 + \frac{r}{R}\right)\frac{ds}{dt} + LC\frac{d^2s}{dt^2}}$$

3- Signal décroissant et tendant vers zéro avec ou sans oscillations suivant le type de régime (pseudopériodique, critique ou apériodique) qui dépend de la valeur des dipôles.

4- On utilise la propriété en complexe : d/dt ⇔ x jω et on en déduit que :

$$\boxed{\underline{H}(j\omega) = \frac{j\frac{L\omega}{r}}{1 + j\frac{L\omega}{r}\left(1 + \frac{r}{R}\right) - LC\omega^2}}$$

5- On calcule l'impédance équivalente aux bornes de s et on utilise un pont diviseur de tension. On retrouve le résultat de la question précédente.

6- Filtre passe-bande du 2nd ordre.

7- On peut écrire la fonction de transfert sous la forme :

$$\boxed{\underline{H}(j\omega) = H_0\frac{j\frac{\omega}{Q\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

   avec : $\boxed{H_0 = \frac{R}{r+R}}$, $\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$ et $\boxed{Q = \sqrt{\frac{C}{L}}\frac{rR}{r+R}}$

8- Cf. cours. Remarque : la valeur $\underline{H}(j\omega_0) = H_0$ est valable pour tout Q. En modifiant la valeur de Q, c'est l'équation des asymptotes (G_{dB} = ± 20 log(ω/ω_0) + 20 log (H_0/Q)) que l'on modifie. Pour Q < 1 : le diagramme réel est en-dessous des asymptotes, pour Q > 1 le diagramme réel est au-dessus des asymptotes.

9- ω_0/Q correspond à la largeur de la bande passante.

10- Le déphasage varie entre π/2 (basses fréquences) et - π/2 (hautes fréquences) et passant par 0 pour ω = ω_0. Quand le déphasage est positif, la sortie est en avance sur l'entrée, ici pour ω < ω_0.

11- Pour que le système soit stable il faut que $\frac{L}{r}\left(1+\frac{r}{R}\right)$ soit positif (les trois coefficients du dénominateur de la fonction de transfert en notation de Laplace de même signe) ce qui implique :

$$\boxed{r < -R \; ou \; r > 0}$$

12- Pour $\boxed{r_L = -R}$ on a une sortie sinusoïdale. En effet, dans ce cas on obtient une équation harmonique pour la sortie quand l'entrée est nulle. Les pertes par effet Joule dans R sont compensées par l'énergie apportée par le dipôle r.

Exercice 12 :

1- Non à cause du terme en e^2.

2- 3 raies :

- Partie continue, amplitude A+C/2
- Fréquence f_0, amplitude B
- Fréquence $2f_0$, amplitude C/2

Exercice 13 :

1- On utilise la fonction FFT de l'oscilloscope qui permet d'afficher le spectre du signal. S'il ne comporte qu'une seule raie le signal est sinusoïdal.

2- Le signal de sortie est alternatif, mais pas le signal d'entrée. En effet le filtre passe-bande coupe la composante continue.

3- 1ère expérience : le signal de sortie est sinusoïdal et a la même fréquence que l'entrée. C'est donc, à un facteur multiplicatif près, le fondamental. La pulsation du signal correspond ici à la pulsation propre du passe-bande (puisque l'expérience montre que si on s'éloigne de cette pulsation l'amplitude de la sortie diminue). La sortie est sinusoïdale car le facteur de qualité doit être élevé.

2ème expérience : le signal de sortie est triangulaire, ce qui peut s'expliquer par le fait que le spectre du signal d'entrée se trouve dans la partie intégrateur du filtre, à savoir la partie passe-bas.

4-

1ère expérience :

En mesurant la période T des signaux dans la première expérience on en déduit la pulsation propre du filtre $\omega_0 = 2\pi/T$

De la voie 1 on en déduit la valeur de V_0. Du rapport entre l'amplitude de la sortie et l'amplitude du fondamental (utilisation du développement en série de Fourier) on en déduit H_0.

2ème expérience:

En calculant l'amplitude du signal triangulaire en fonction de V_0 (cf. raisonnement fin de l'exercice 3) on en déduit Q.

AN : $\boxed{\omega_0 = 2{,}5.10^4 \text{ rad.s}^{-1} \qquad H_0 = 9{,}4 \qquad Q = 9{,}8}$