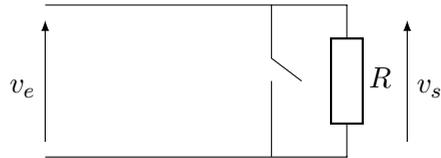


## Correction du DM n°1

## 2 Étude d'un filtre

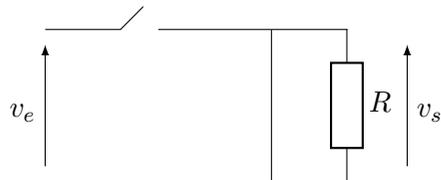
## III.A - Analyse qualitative

- a) L'impédance d'un condensateur est  $1/jC\omega$  et tend vers l'infini (en module) lorsque  $\omega \rightarrow 0$ . Le condensateur se comporte donc comme un interrupteur ouvert en basse fréquence. De plus, une bobine idéale (d'impédance  $jL\omega$ ) se comporte comme un fil en basse fréquence. La représentation du circuit est donc :



On a donc  $v_s = v_e$  en basse fréquence.

- b) En haute fréquence, le condensateur se comporte comme un fil (son impédance tend vers 0) tandis qu'une bobine se comporte comme un interrupteur ouvert ( $|jL\omega| \rightarrow +\infty$ ). Le circuit équivalent devient :



et donc  $v_s = 0$  en haute fréquence.

- c) Il s'agit d'un filtre passe-bas.

## III.B - Analyse quantitative

III.B.1) L'association parallèle  $RC$  est un dipôle d'impédance :

$$\underline{Z}_{eq} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

Le théorème pont diviseur de tension conduit ensuite à :

$$\underline{v}_s(t) = \underline{v}_e(t) \frac{\underline{Z}_{eq}}{jL\omega + \underline{Z}_{eq}}$$

d'où :

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

Par identification, nous obtenons :

$$H_0 = 1 ; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad \lambda = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

On vérifie que  $\underline{H} \rightarrow 1$  lorsque  $\omega \rightarrow 0$  ( $v_s = v_e$ ) et que  $\underline{H} \rightarrow 0$  lorsque  $\omega \rightarrow +\infty$  ( $v_s \rightarrow 0$ ).

## III.B.2)

- a)  $V_{sm} = |\underline{H}| V_{em}$ . On mesure les amplitudes  $V_{sm}$  et  $V_{em}$  avec un oscilloscope ou un voltmètre numérique utilisé en mode AC.
- b)  $\varphi_s = \arg(\underline{H}) + \varphi_e$ . On mesure le déphasage  $\varphi_s - \varphi_e$  avec un oscilloscope, en mesurant le décalage temporel ou bien avec une mesure automatique.

III.B.3) Diagramme de Bode

a) On a :

$$|\underline{H}| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

ce qui conduit au résultat en développant la parenthèse.

Pulsation	$\underline{H}$	$ \underline{H} $	$G_{dB}$	$\varphi = \arg(\underline{H})$
$\omega \ll \omega_0$	1	1	0	0
$\omega = \omega_0$	$\frac{1}{\sqrt{2}j}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-10 \log 2 = -3$	$-\pi/2$
$\omega \gg \omega_0$	$-\frac{\omega_0^2}{\omega^2}$	$\frac{\omega_0^2}{\omega^2}$	$-40 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$	$-\pi$

b) c) et d)

On obtient alors les diagrammes de Bode représentés sur les FIGURES 1 et 2.

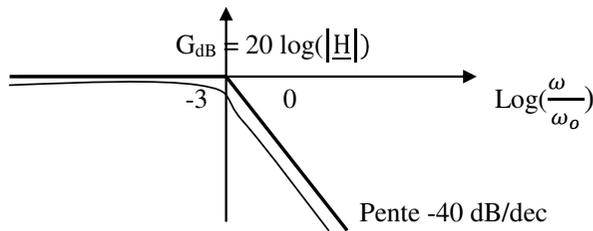


FIGURE 1 – Diagramme de Bode du gain.

La pulsation de coupure à  $-3$  dB est donc  $\omega_0$ .

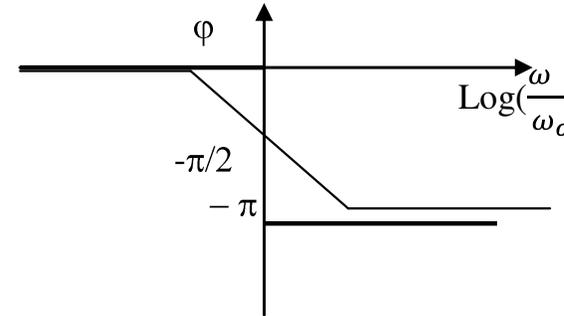


FIGURE 2 – Diagramme de Bode de la phase.

IV.B - Modulation

IV.B.1) D'après le schéma-bloc :

$$s(t) = p(t) + k \times p(t) \times e(t) = A_p [1 + k A_m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_{port} t)$$

On posera donc :  $m = k A_m$ .

IV.B.2) La courbe est une sinusoïde de période  $T_{port}$ , dont l'amplitude varie avec une période plus importante  $T_m$ . On lit sur le graphe :  $T_{port} = 5 \mu s$  d'où  $f_{port} = 200$  kHz et  $T_m = 250 \mu s$  d'où  $f_m = 4$  kHz.

L'amplitude du signal varie entre  $A_p(1 + m) = 2,7$  V et  $A_p(1 - m) = 1,6$  V d'où  $A_p = 2,1$  V et  $m = 0,26$ .

IV.B.3) En utilisant :  $\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a + b) + \cos(a - b)]$ , on obtient :

$$s(t) = A_p \cos(2\pi f_{port} t) + \frac{A_p m}{2} \cos(2\pi (f_{port} + f_m) t) + \frac{A_p m}{2} \cos(2\pi (f_{port} - f_m) t)$$

ce qui donne le spectre représenté sur la FIGURE 3 :

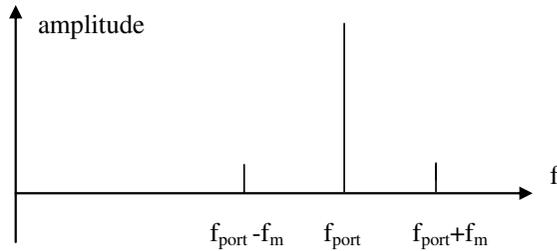


FIGURE 3 – Spectre du signal modulé.

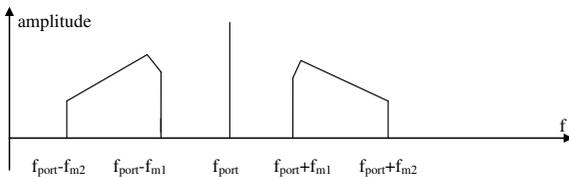


FIGURE 4 – Spectre du signal complet.

IV.B.4) a) Le spectre est représenté sur la FIGURE 4.

IV.B.4) b) La bande passante d'un filtre nécessaire à la transmission intégrale du signal  $s(t)$  est donc  $[f_{port} - f_{m2}, f_{port} + f_{m2}]$ , soit  $[180,5 \text{ kHz}; 189,5 \text{ kHz}]$ . Il faut utiliser un filtre passe-bande de facteur de qualité  $Q = f_{port}/\Delta f = 20$ .

IV.B.4) c) La bande passante est assez étroite pour que les différents signaux modulateurs puissent être récupérés par une même antenne.

### IV.C Démodulation synchrone

IV.C.1)

$$\begin{aligned}
 s'(t) &= k p(t) s(t) \\
 &= k A_p \cos(2\pi f_{port} t) [ A_p \cos(2\pi f_{port} t) \\
 &\quad + \frac{A_p m}{2} \cos(2\pi (f_{port} + f_m)t) + \frac{A_p m}{2} \cos(2\pi (f_{port} - f_m)t) ] \\
 &= \frac{k A_p^2}{2} \left[ 1 + \cos(2\pi 2f_{port} t) + \frac{m}{2} \cos(2\pi (2f_{port} + f_m)t) \right. \\
 &\quad \left. + m \cos(2\pi f_m t) + \frac{m}{2} \cos(2\pi (2f_{port} - f_m)t) \right]
 \end{aligned}$$

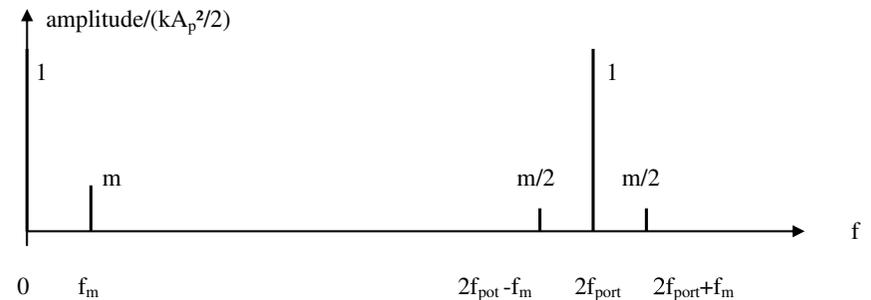


FIGURE 5 – Spectre du signal  $s'(t)$ .

IV.C.2)

a) Le filtre passe-bas (1) élimine les 3 fréquences les plus élevées, il reste donc la composante continue et l'harmonique à  $f_m$  :

$$s''(t) = \frac{k A_p^2}{2} [ 1 + m \cos(2\pi f_m t) ]$$

b) On veut  $G_{dB}(2f_{\text{port}}) = -80 \text{ dB} = 40 \log_{10} \left( \frac{f_0}{2f_{\text{port}}} \right)$ , d'où :

$$f_0 = 0,02 f_{\text{port}} = 4000 \text{ Hz} \implies \omega_0 = 2,5 \times 10^4 \text{ rad.s}^{-1}$$

D'autre part :

$$\lambda = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{avec} \quad L = \frac{1}{C\omega_0^2}$$

On en déduit que, avec  $\lambda = 1/\sqrt{2}$  :

$$R = \frac{1}{2\lambda} \frac{1}{C\omega_0} \stackrel{AN}{=} 28 \times 10^3 \Omega = 28 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur est courante et peut facilement se trouver au laboratoire. On peut aussi calculer (bien que cela ne soit pas demandé) :

$$L = \frac{1}{C\omega_0^2} \implies L = \frac{1}{4\pi^2 C \times 0,02^2 f_{\text{port}}^2} = 1,85 \text{ H}$$

ce qui est une valeur d'inductance élevée mais tout à fait atteignable au laboratoire.

c) Le condensateur  $C'$  élimine la composante continue. Il reste alors :

$$d(t) = \frac{kA_p^2}{2} m \cos(2\pi f_m t)$$

d) Le filtre passe-bas (2) élimine l'harmonique à  $f_m$  :  $a(t) = \frac{kA_p^2}{2}$ .

e) La fréquence de  $d(t)$  est  $f_m$ , le rapport des amplitudes de  $d(t)$  et  $a(t)$  est  $m = kA_m$ . L'analyse de  $d(t)$  et  $a(t)$  permet donc de reconstituer le signal modulant  $e(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$ .