

EXEMPLES DE FILTRES

7

En HiFi, les égaliseurs utilisés sont des filtres dont la technologie fait généralement intervenir des amplificateurs opérationnels.



- ◆ Les filtres sont indissociables de l'acoustique, de la radiophonie et de plusieurs autres domaines. Sans eux, on aurait du mal à concevoir des chaînes HiFi, des émetteurs, des récepteurs, etc. Comment fonctionnent-ils ?
- ◆ Pourquoi appelle-t-on les filtres utilisés dans le domaine des asservissements, des correcteurs ?

EXEMPLES DE FILTRES

Dans le traitement des signaux électriques en fréquence, on cherche à utiliser les filtres qui conviennent mieux par leur sélectivité et par le gain qu'ils offrent à leur sortie. Il est fort intéressant alors de déterminer ces spécifications particulières et d'identifier les facteurs dont elles dépendent.

1 FILTRES PASSE BAS

1.1- FILTRE PASSE BAS PASSIF

1.1.1- Courbes de réponse $G = f(N)$

Manipulation

Avec un générateur BF délivrant une tension sinusoïdale $u_E(t) = U_{Em} \sin(2\pi Nt)$ d'amplitude $U_{Em} = 5V$ et de fréquence N réglable, on alimente le quadripôle de la figure 1, formé par un condensateur de capacité $C_1 = 0,47 \mu F$ et un résistor de résistance $R_1 = 318 \Omega$.

Pour suivre simultanément l'évolution de la tension d'entrée $u_E(t)$ et de la tension de sortie (tension aux bornes du condensateur) $u_S(t)$ au cours du temps, on branche l'entrée et la sortie du quadripôle respectivement sur les voies Y_1 et Y_2 d'un oscilloscope bicourbe.

En fixant N à la valeur $N_1 = 700 \text{ Hz}$ par exemple, on obtient les oscillogrammes de la figure 2 (avec les mêmes sensibilités verticales : 2 V/div).

En faisant varier la fréquence N , on obtient les mesures consignées dans le tableau suivant :

$N(\text{Hz})$	10	50	10^2	2.10^2	5.10^2	10^3	2.10^3	5.10^3	10^4	10^5
$U_{Sm}(\text{V})$	5	5	5	4,9	4,44	3,60	2,30	1,01	0,52	0,05

En plus, on constate que u_S évolue au cours du temps en retard de phase par rapport à u_E :

le déphasage $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E$, où φ_S et φ_E sont respectivement les phases initiales de u_S et de u_E , est d'autant plus remarquable que la fréquence N est plus élevée.

Remarque : On peut mesurer les valeurs efficaces U_E et U_S à l'aide de voltmètres. Si l'on dispose d'un voltmètre électronique, on peut mesurer directement la transmittance pour $N > 1 \text{ kHz}$.

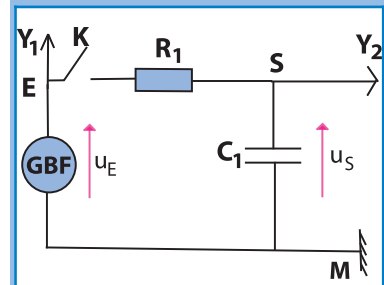


Fig.1 : Schéma d'un filtre passe bas

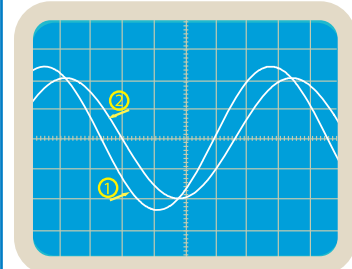


Fig.2 : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à $N_1=700 \text{ Hz}$

Questions

- 1°) A l'aide des oscillogrammes de la figure 2, comparer U_{Sm} à U_{Em} et vérifier que u_S est en retard de phase par rapport à u_E .
- 2°) Relever du tableau la valeur la plus élevée U_{Smo} de U_{Sm} , calculer $\frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$, comparer les différentes valeurs de U_{Sm} à $\frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$ et en déduire que le quadripôle RC est un filtre.
- 3°) Reproduire le tableau des mesures et y ajouter une ligne pour le calcul du gain G du filtre.
- 4°) Tracer les courbes représentant l'évolution de U_{Sm} et G en fonction de N en adoptant une échelle logarithmique en abscisse.
- 5°) Décrire chacune des deux courbes, déterminer graphiquement la (ou les) fréquence(s) de coupure du filtre et en déduire la largeur de sa bande passante.
- 6°) Sachant qu'à la fréquence de coupure trouvée, on obtient les oscillogrammes de la figure 3, calculer le déphasage $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E$ caractérisant ce cas particulier.

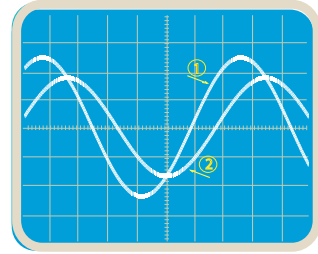


Fig.3 : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à la fréquence de coupure

Analyse et commentaire

L'expérience réalisée montre qu'en appliquant à l'entrée du quadripôle RC (avec le condensateur du côté de la masse) une tension sinusoïdale u_E de fréquence N , on récupère à la sortie du quadripôle (aux bornes du condensateur) une tension u_S de même fréquence N que u_E . Donc, il s'agit d'un quadripôle linéaire. D'autre part, aux très basses fréquences, $U_{Smo} = U_{Em}$. Mais, lorsque N est de plus en plus élevée, U_{Sm} diminue jusqu'à atteindre des valeurs inférieures à $\frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$. Donc, un tel quadripôle linéaire est un filtre.

La courbe de la figure 4 représente l'évolution du gain G en fonction de la fréquence N .

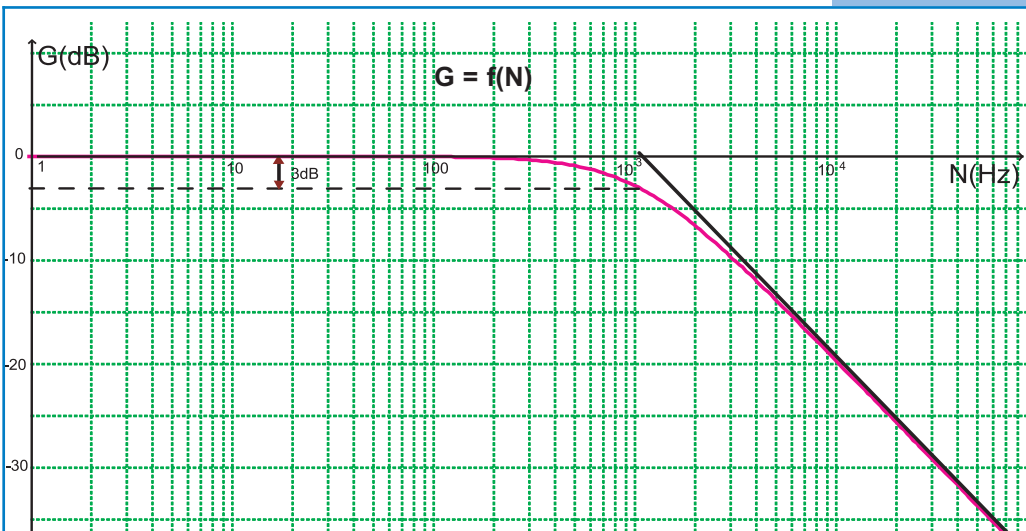


Fig.4 : Courbe de réponse $G = f(N)$ du filtre RC

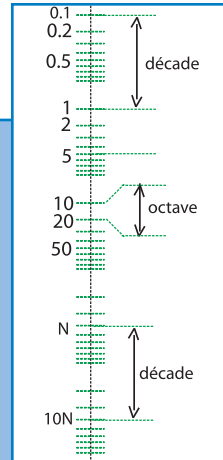
On a : $G = (G_0 - 3 \text{ dB})$, avec $G_0 = 0 \text{ dB}$ pour une fréquence unique égale à 1070 Hz.

Pour $N < 1070 \text{ Hz}$, la chute de gain est inférieure à 3 dB. Donc, il s'agit d'un filtre passe bas et 1070 Hz est la fréquence de coupure haute : $N_h = 1070 \text{ Hz}$. Par suite, la bande passante $[0, 1070\text{Hz}]$ du filtre a comme largeur : $\Delta N = 1070 \text{ Hz}$.

Remarque : Etant réalisé uniquement avec des composants passifs (condensateur, résistor), un tel filtre est dit passif.

La tangente à la partie de la courbe correspondant aux hautes fréquences coupe l'axe des fréquences au point d'abscisse N_h et sa pente est égale à $(- 20 \text{ dB})$ par décade ◉.

- ◉ Décade : rapport de 10.
Octave : rapport de 2.



Question

A l'aide de la même tangente, montrer que l'atténuation de 20 dB/décade est équivalente à une atténuation de 6 dB/octave ◉.

1.1.2- Facteurs dont dépend la fréquence de coupure d'un filtre passe bas

Manipulation

♦ **Expérience 1**

On reprend le montage de la figure 1 avec un condensateur de capacité C réglable et on garde $R_1 = 318 \Omega$ (Fig.5). Pour chacune des valeurs de la capacité C ($C_2 = 0,30 \mu\text{F}$; $C_3 = 0,90 \mu\text{F}$) du condensateur, on trace les deux courbes $G = f(N)$ correspondant respectivement à C_2 et C_3 dans le même système d'axes que celui de la courbe obtenue avec C_1 (Fig.6).

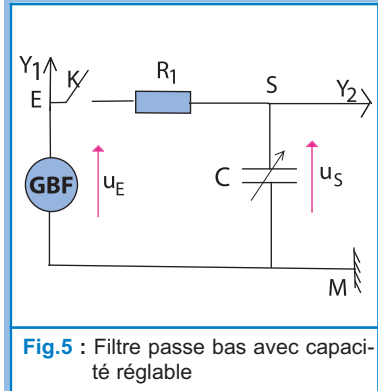


Fig.5 : Filtre passe bas avec capacité réglable

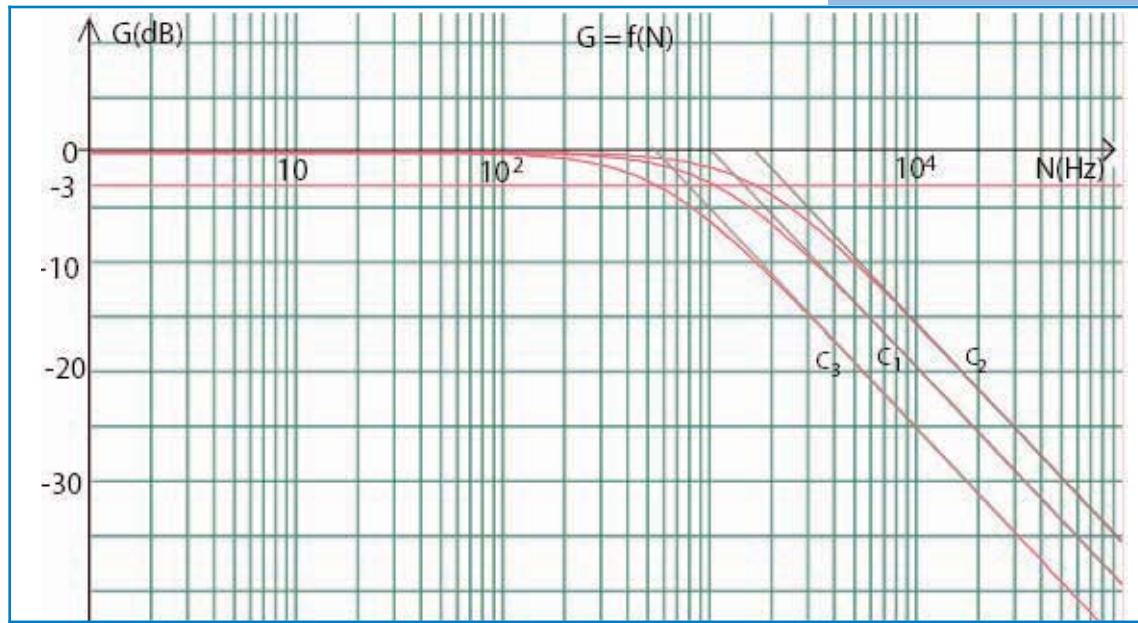


Fig.6 : Influence de C sur la fréquence de coupure

Questions

1°) Déterminer graphiquement et approximativement les fréquences de coupure hautes N_{h2} et N_{h3} obtenues respectivement avec C_2 et C_3 .

2°) Calculer pour les trois cas étudiés, le produit $N_h \cdot C$; comparer les valeurs trouvées entre elles et en déduire que la fréquence de coupure N_h est inversement proportionnelle à C .

♦ Expérience 2

On reprend le montage de la figure 1 avec $C_1 = 0,47 \mu\text{F}$ et un résistor de résistance R réglable (Fig.7). Pour chacune des valeurs de la résistance R ($R_2 = 500 \Omega$; $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$) du résistor, on trace les deux courbes $G = f(N)$ correspondant respectivement à R_2 et R_3 dans le même système d'axes que celui de la courbe obtenue avec R_1 (Fig.8).

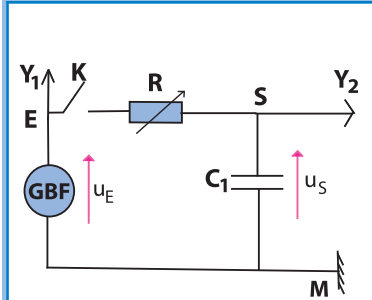


Fig.7 : Filtre passe bas avec résistance réglable

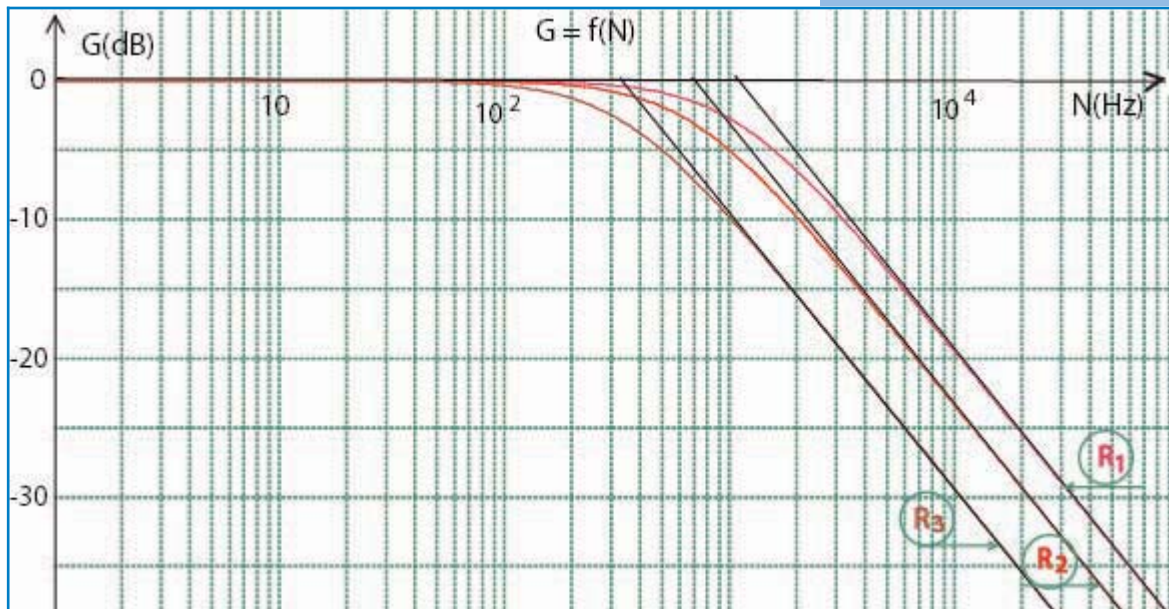


Fig.8 : Influence de R sur la fréquence de coupure

Questions

1°) Déterminer graphiquement et approximativement les fréquences de coupure hautes N'_{h2} et N'_{h3} obtenues respectivement avec R_2 et R_3 .

2°) Calculer pour les trois cas de R , le produit $N_h \cdot R$; comparer les valeurs trouvées entre elles et en déduire que N_h est inversement proportionnelle à R .

Récapitulation

- Avec R constante, N_h est inversement proportionnelle à C .
- Avec C constante, N_h est inversement proportionnelle à R .

Donc, la fréquence de coupure N_h est inversement proportionnelle à la constante de temps $\tau = RC$, ce qui signifie :

$N_h = \frac{1}{k} \times \frac{1}{RC}$, où k est une constante dont le calcul par recours à l'une des valeurs de N_h trouvées donne : $k = 2\pi$.

On a alors :

$$N_h = \frac{1}{2\pi RC}$$

1.1.3- Étude théorique

Expression de $u_S(t)$

Lorsqu'on ferme l'interrupteur k , le circuit de la figure 1 est équivalent à celui de la figure 9.

On a : $u_R(t) + u_S(t) = u_E(t)$

Or, $u_S(t) = u_C(t)$

En convention récepteur :

$u_C(t) = \frac{q(t)}{C_1}$, où q est la charge portée par l'armature du

condensateur vers laquelle est orienté le sens du courant.

$u_R(t) = R_1 i(t)$. D'où : $u_S + R_1 i = u_E$

Or, $i = \frac{dq}{dt}$ et $u_S = \frac{q}{C_1}$, ce qui équivaut : $q = C_1 u_S$.

Donc, $u_R = R_1 C_1 \frac{du_S}{dt}$.

Ceci conduit à l'équation différentielle en u_S :

$$u_S + R_1 C_1 \frac{du_S}{dt} = u_E$$

Avec $u_E = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E)$, cette équation admet comme solution particulière : $u_S(t) = U_{Sm} \sin(\omega t + \varphi_S)$.

C'est bien l'expression de u_S en régime permanent du filtre.

φ_E et φ_S sont les phases initiales respectivement de u_E et de u_S .

Expression de la transmittance T du filtre

On a : $T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}$

U_{Em} étant donnée, pour déterminer T , il faut établir l'expression de U_{Sm} .

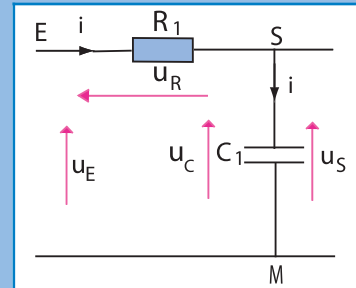


Fig.9 : Schéma du circuit du filtre

Pour ce, il est commode de recourir à la méthode de Fresnel.

$$u_s(t) \rightarrow \overline{OA_1} [U_{Sm}, \varphi_s]$$

$$R_1 C_1 \frac{du_s(t)}{dt} \rightarrow \overline{OA_2} \left[R_1 C_1 \omega U_{Sm}, \varphi_s + \frac{\pi}{2} \right]$$

$$u_E(t) \rightarrow \overline{OA} [U_{Em}, \varphi_E]. \quad \overline{OA}, \quad \overline{OA_2}, \quad \text{et} \quad \overline{OA_1} \text{ sont}$$

$$\text{tels que : } \overline{OA_1} + \overline{OA_2} = \overline{OA} \text{ car } u_E = u_s + R_1 C_1 \frac{du_s(t)}{dt}$$

D'où la construction de Fresnel de la figure 10.

Le triangle OA_1A étant rectangle en A_1 , on a :

$$U_{Em}^2 = U_{Sm}^2 + (R_1 C_1 \omega U_{Sm})^2$$

$$\text{ce qui équivaut : } \left(\frac{U_{Sm}}{U_{Em}} \right)^2 = \frac{1}{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}.$$

$$\text{Or, } T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}. \text{ Donc, } T = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}}, \text{ ce qui revient à écrire:}$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2}} \text{ sachant que } \omega = 2\pi N.$$

$R_1 C_1 \omega > 0$, d'où $\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2} > 1$. Donc, $T < 1 \forall N$.

Toutefois, aux très basses fréquences, $R_1 C_1 \omega$ devient négligeable devant 1. Par conséquent $T \approx 1$

Remarque :

$$U_{Em} = Z I_m \text{ avec } Z = \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{C_1 \omega}\right)^2}$$

$$U_{Sm} = Z_c I_m \text{ avec } Z_c = \frac{1}{C_1 \omega}. \text{ Donc, } T = \frac{Z_c}{Z}$$

Expression du gain

$$G = 20 \log T.$$

$$\text{On a donc : } G = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2}} \right)$$

$$\text{Finalement : } G = -10 \log \left[1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2 \right]$$

T étant inférieure à l'unité $\forall N$, le gain G est < 0 .

A la limite, quand $N \rightarrow 0$, $G \rightarrow 0$

Bande passante

La bande passante à (-3 dB) est telle que :

$$G \geq (G_0 - 3 \text{ dB})$$

Ce qui signifie :

$$-10 \log \left[1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2 \right] \geq -3, \text{ car } G_0 = 0 \text{ dB}$$

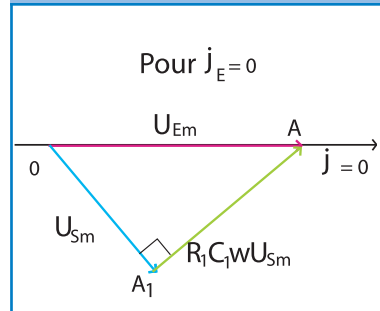


Fig.10 : Construction de Fresnel

$$\text{Par suite, } \log \left[1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2 \right] \leq 0,3.$$

$$\text{D'où, } 2\pi R_1 C_1 N \leq \sqrt{10^{0,3} - 1}$$

$$2\pi R_1 C_1 N \leq 0,998. \text{ Or, } 0,998 \approx 1$$

$$\text{Donc, } N \leq \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

$$N \leq N_h \text{ avec } N_h = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} : \text{fréquence de coupure haute.}$$

Donc, il s'agit d'un filtre passe bas de bande passante :

$$\left[0, \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \right]$$

Application

Pour le filtre RC réalisé avec $R_1 = 318 \Omega$ et $C_1 = 0,47 \mu\text{F}$, le calcul donne $N_h = 1064 \text{ Hz}$, ce qui est très proche de la valeur expérimentale 1070 Hz.

Questions :

1°) Vérifier de même pour les autres cas étudiés expérimentalement qu'il y a toujours accord entre la valeur théorique et la valeur expérimentale de N_h .

2°) Montrer que le gain s'écrit : $G = -10 \log(1 + x^2)$, où $x = N/N_h$.

Remarque

La fréquence de coupure haute ne dépend que des grandeurs R et C caractéristiques du filtre, donc c'est une grandeur caractéristique du filtre.

Déphasage de u_S par rapport à u_E

$$\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E \text{ (cas où } \varphi_E = 0 \text{ rad)}$$

D'après la construction de la figure 11, $\Delta\varphi < 0 \forall N$.

De plus, $-\frac{\pi}{2} \text{ rad} < \Delta\varphi < 0$, ce qui signifie que la tension de sortie $u_S(t)$ évolue toujours en retard de phase par rapport à la

tension d'entrée $u_E(t)$. De plus, $\text{tg}\Delta\varphi = -\frac{\|A_1A\|}{\|OA_1\|}$, ce qui donne :

$$\text{tg}\Delta\varphi = -R_1 C_1 \omega. \text{ Il vient donc: } \text{tg}\Delta\varphi = -\frac{N}{N_h}$$

- Quand $N \rightarrow 0$, $\text{tg}\Delta\varphi \rightarrow 0$. Donc, $\varphi_S \rightarrow 0$: u_S en phase avec u_E

- Quand $N \rightarrow \infty$, $\text{tg}\Delta\varphi \rightarrow -\infty$. Donc, $\varphi_S \rightarrow -\frac{\pi}{2} \text{ rad}$.

- Quand $N \rightarrow N_h$, $\text{tg}\Delta\varphi \rightarrow -1$. Donc, $\varphi_S \rightarrow -\frac{\pi}{4} \text{ rad}$.

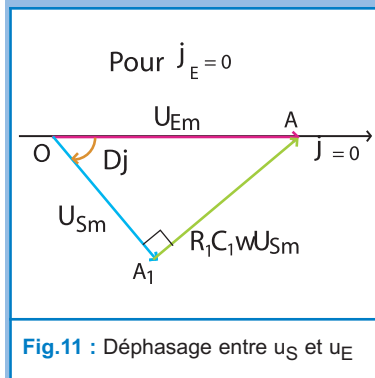


Fig.11 : Déphasage entre u_S et u_E

Conclusion

Le quadripôle RC (avec condensateur relié à la masse) est un filtre passe bas caractérisé par la fréquence de coupure haute : $N_h = \frac{1}{2\pi RC}$

La tension de sortie u_S d'un filtre passe bas RC est toujours en retard de phase par rapport à la tension d'entrée.

Pour $N = N_h$, $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E = -\pi/4$ rad.

Le filtre est passif (absence de composants actifs, $G < 0 \dots$)

1.2- FILTRE PASSE BAS ACTIF

1.2.1- Courbe de réponse $G = f(N)$

Manipulation

A l'aide d'un amplificateur opérationnel (le $\mu A741$ par exemple), un condensateur de capacité $C_1 = 0,47 \mu F$ et deux résistors de résistances respectives $R_0 = 159 \Omega$ et $R_1 = 318 \Omega$, on réalise le quadripôle de la figure 12. L'entrée est alimentée par un générateur BF délivrant une tension sinusoïdale.

$u_E(t) = 2\sin(2\pi Nt + \varphi_E)$, où la fréquence N est réglable.

On réalise les branchements indispensables à la visualisation de la tension d'entrée $u_E(t)$ sur la voie Y_1 et la tension de sortie $u_S(t)$ sur la voie Y_2 d'un oscilloscope bicourbe.

On règle la fréquence du GBF à la valeur $N_1 = 1$ kHz et on ferme l'interrupteur K . Les oscillogrammes (1) et (2) de la figure 13 apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope avec les mêmes sensibilités verticales (1 V/div).

Le circuit étant fermé, on augmente progressivement N et on suit l'évolution de u_S , ce qui permet de tracer la courbe de réponse $G = f(N)$ de la figure 14.

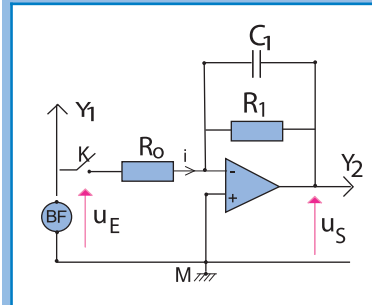


Fig.12 : Circuit RC monté autour d'un amplificateur opérationnel

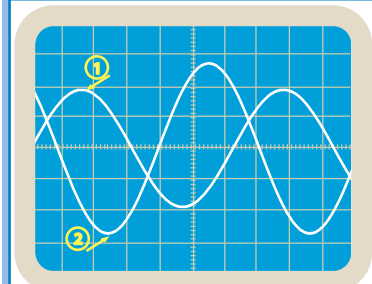


Fig.13 : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à $N_1 = 1$ kHz

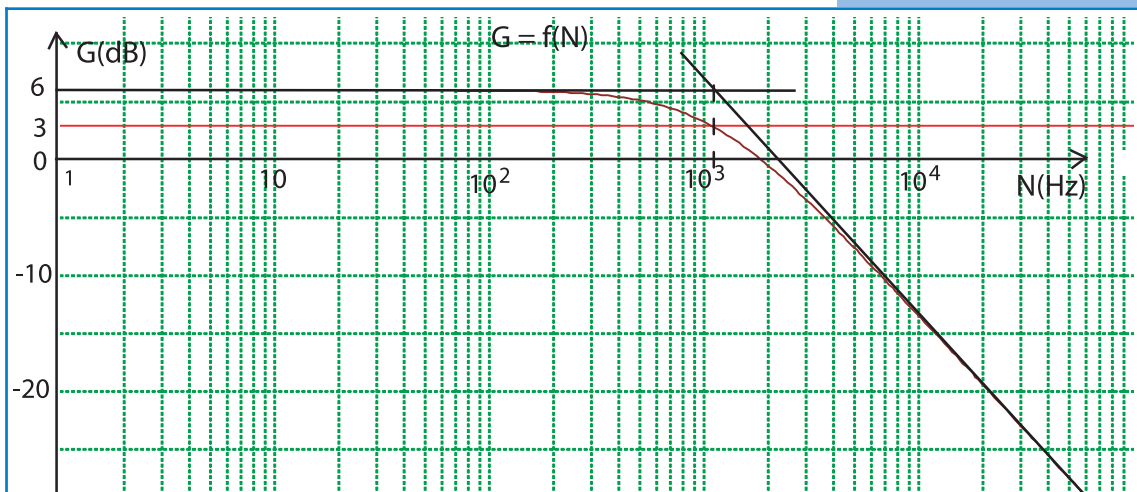


Fig.14 : Courbe de réponse du filtre

Questions

1°) A l'aide des oscillogrammes de la figure 13 :

a) montrer que le quadripôle est linéaire.

b) montrer qu'à la fréquence N_1 , u_S est en avance de phase par rapport à u_E et $U_{Sm} > U_{Em}$.

c) calculer T et G à la fréquence N_1 .

2°) A l'aide de la courbe $G = f(N)$, déterminer :

a) la valeur la plus élevée G_0 de G , calculer $(G_0 - 3\text{dB})$, comparer les différentes valeurs de G à $(G_0 - 3\text{dB})$ et en déduire que le quadripôle utilisé est un filtre.

b) la (ou les) fréquence(s) de coupure du filtre et la largeur de sa bande passante. En déduire qu'il s'agit encore d'un filtre passe bas.

3°) a) Ce filtre est dit actif tandis que le filtre RC est considéré comme étant passif. Pourquoi ?

b) En exploitant la valeur de G_0 des deux filtres étudiés dans les paragraphes 1.1 et 1.2, préciser ce qui différencie le filtre actif du filtre passif.

Analyse et commentaire

La tension d'entrée u_E étant sinusoïdale de fréquence N , la visualisation à l'oscilloscope montre qu'on récupère à la sortie du quadripôle une tension u_S sinusoïdale synchrone avec u_E . Donc, le quadripôle étudié est linéaire.

D'autre part, aux basses fréquences, G est supérieur à $(G_0 - 3\text{dB})$. Mais, lorsque N est de plus en plus élevée, G diminue jusqu'à atteindre des valeurs inférieures à $(G_0 - 3\text{dB})$.

Donc, le quadripôle linéaire étudié est un filtre. En plus, ce filtre réalisé autour d'un composant actif (amplificateur opérationnel) est dit actif.

Le gain $(G_0 - 3\text{dB})$ est obtenu pour une seule fréquence sensiblement égale à 1050 Hz.

Tant que N est inférieure à 1050 Hz, la chute de gain est inférieure à 3 dB. Donc, il s'agit d'un filtre passe bas et la fréquence 1050 Hz est la fréquence de coupure haute : $N_h = 1050\text{ Hz}$.

La bande passante du filtre est $[0, 1050 \text{ Hz}]$.

Le gain G est positif pour certaines fréquences N , ce qui signifie que sur un certain domaine de N , $T > 1$ et par suite, $U_{Sm} > U_{Em}$. Donc, le filtrage obtenu avec le filtre réalisé autour d'un amplificateur opérationnel est effectué avec une possibilité d'amplifier le signal, ce qui n'est pas possible avec le filtre passif RC.

La tangente à la partie de la courbe correspondant aux hautes fréquences coupe la droite $G = G_0$ au point d'abscisse N_h et sa pente est de (-20 dB) par décade.

En ce qui concerne le déphasage $\Delta\varphi$ entre u_S et u_E , contrairement au cas du filtre passif RC, en plus de la construction de Fresnel ($\Delta\varphi > 0$) relative à $N_1 = 1 \text{ kHz}$ (Fig.13), l'expérience montre que lorsque N croît de zéro à l'infini, $\Delta\varphi$ diminue de 180° jusqu'à 90° .

A la fréquence de coupure N_h , $\Delta\varphi = 135^\circ$, c'est-à-dire $\Delta\varphi = (180^\circ - 45^\circ)$

1.2.2- Facteurs dont dépend la fréquence de coupure du filtre

Manipulation

♦ Expérience 1

On reprend le montage de la figure 12 avec un condensateur de capacité C réglable tout en gardant $R_0 = 159 \Omega$ et $R_1 = 318 \Omega$ (Fig.15). Pour chacune des valeurs $C_2 = 0,235 \mu\text{F}$ et $C_3 = 0,94 \mu\text{F}$ de la capacité C du condensateur, on trace les deux courbes $G = f(N)$ correspondant à C_2 et à C_3 dans le même système d'axes que celui de la courbe obtenue avec C_1 . Ainsi, on obtient la série des trois courbes de réponse de la figure 16.

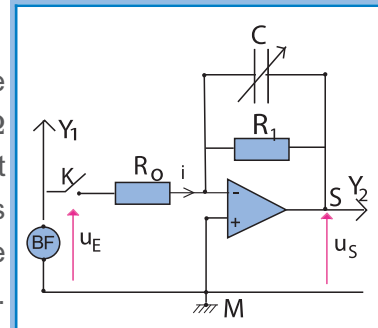


Fig.15 : Filtre actif à capacité réglable

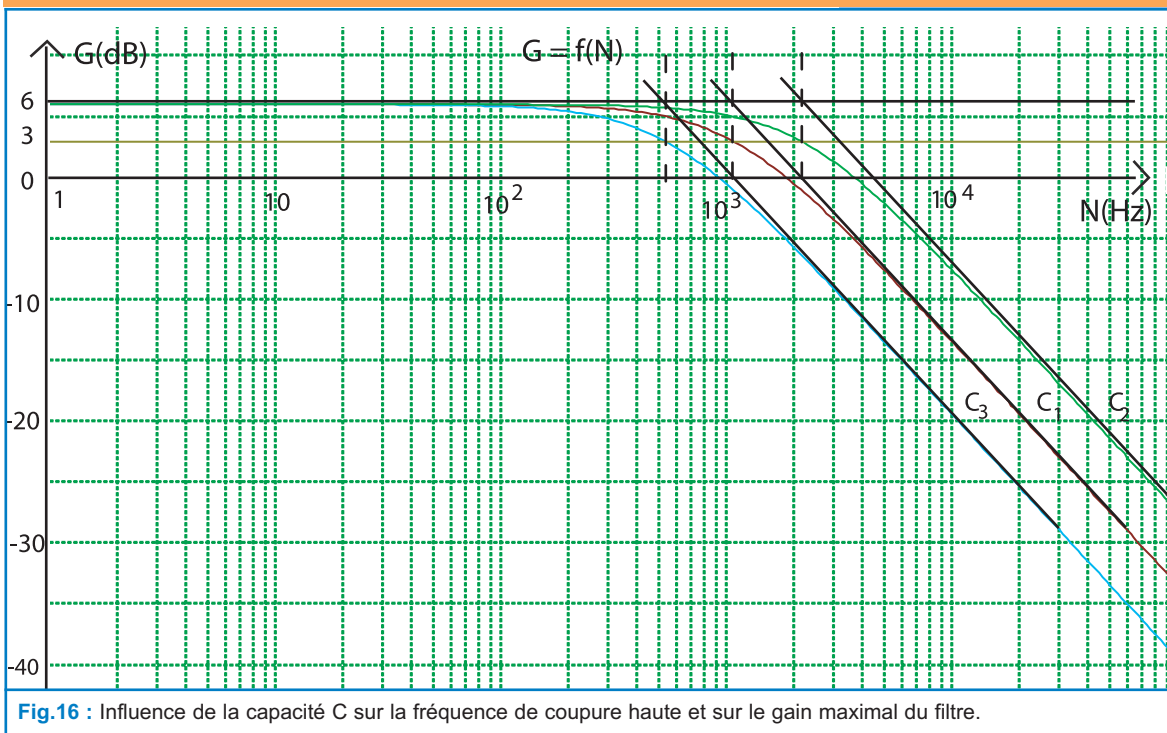


Fig.16 : Influence de la capacité C sur la fréquence de coupure haute et sur le gain maximal du filtre.

Questions

1°) Déterminer graphiquement et approximativement :

- le gain maximal G_0 et préciser s'il dépend de C .
- les fréquences de coupure hautes N_{h2} et N_{h3} obtenues respectivement avec C_2 et C_3 .

2°) Calculer, pour les trois cas étudiés, le produit $N_h \cdot C$; comparer les valeurs trouvées entre elles et en déduire que N_h est inversement proportionnelle à C .

♦ Expérience 2

On reprend le montage de la figure 12 avec un résistor de résistance R_0 réglable et on garde $R_1 = 318 \Omega$ et $C_1 = 0,47 \mu\text{F}$ (Fig.17).

Pour chacune des valeurs $R'_0 = 318 \Omega$ et $R''_0 = 636 \Omega$ de la résistance réglable du résistor monté à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, on trace les deux courbes $G = f(N)$ correspondant à R'_0 et R''_0 dans le même système d'axes que celui de la courbe obtenue avec R_0 . Ainsi, on obtient la série des trois courbes de réponse de la figure 18.

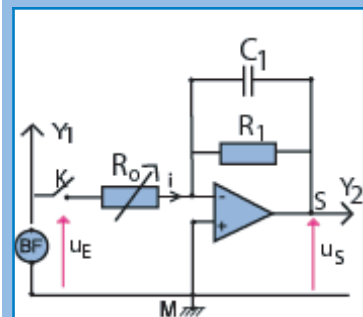


Fig.17 : Filtre actif réalisé avec R_0 réglable

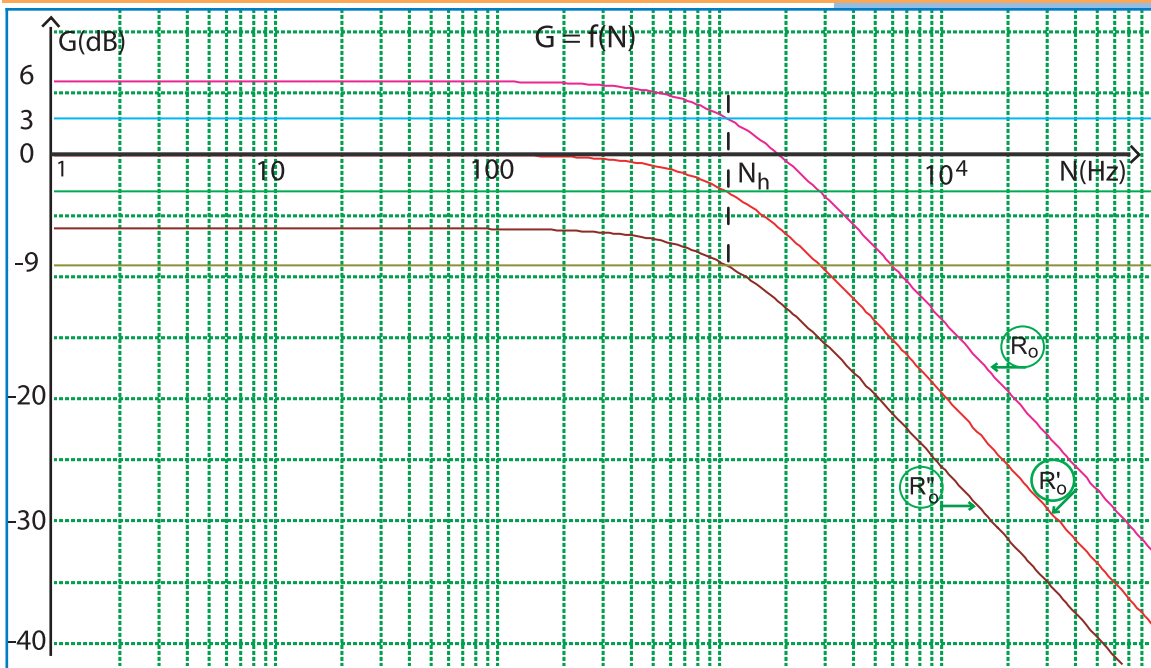


Fig.18 : Influence de R_o sur la fréquence de coupure haute et sur le gain maximal du filtre

Questions

1°) Déterminer graphiquement et approximativement :

a) le gain maximal G_o pour chacune des valeurs de R_o , R'_o et R''_o de la résistance réglable.

b) les fréquences de coupure hautes N'_h et N''_h obtenues respectivement avec R'_o et R''_o ; les comparer à N_h et en déduire que la fréquence de coupure haute N_h du filtre est indépendante de R_o .

2°) a) Calculer pour les trois cas étudiés, le produit $R_o \times 10^{\frac{G_o}{20}}$, comparer les valeurs trouvées entre elles et avec celle de R_1 .

b) En déduire que : $G_o = 20 \log \frac{R_1}{R_o}$

♦ Expérience 3

On refait l'expérience 2, mais avec un résistor de résistance R_1 réglable tout en gardant $R_o = 159 \Omega$ et $C_1 = 0,47 \mu F$ (Fig.19). Pour chacune des valeurs $R'_1 = 159 \Omega$ et $R''_1 = 636 \Omega$, on trace les courbes $G = f(N)$ dans le même système d'axes que celui de la courbe obtenue avec $R_1 = 318 \Omega$. Ainsi, on obtient la série des trois courbes de réponse de la figure 20.

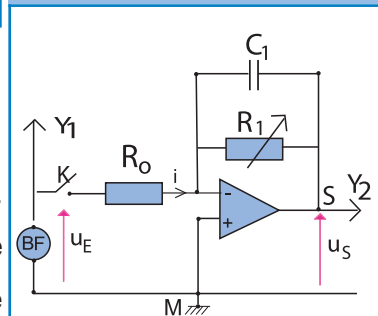


Fig.19 : Filtre actif réalisé avec R_1 réglable

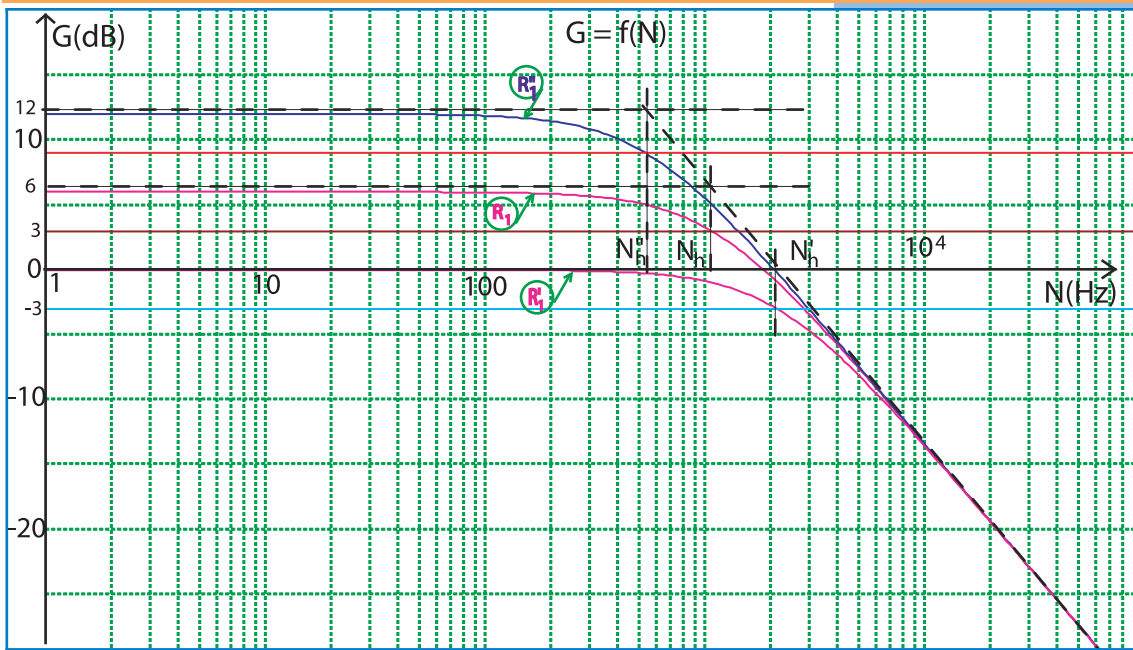


Fig.20 : Influence de R_1 sur la fréquence de coupure haute et sur le gain maximal du filtre

Questions

1°) Déterminer graphiquement et approximativement les fréquences de coupure hautes N_{h2} et N_{h3} obtenues respectivement avec R'_1 et R''_1 ; les comparer à N_{h1} .

2°) Calculer pour les trois cas étudiés, le produit $N_h \cdot R_1$, comparer les valeurs trouvées entre elles et en déduire que la fréquence de coupure N_h est inversement proportionnelle à la résistance réglable R_1 .

3°) a) Déterminer graphiquement le gain maximal G_{o2} et G_{o3} pour R'_1 et R''_1 .

b) Calculer pour les trois cas étudiés, le quotient $R_1/10^{G_o/20}$, comparer les valeurs trouvées à la valeur de R_o et en déduire que

$$G_o = 20 \log(R_1/R_o)$$

Récapitulation

♦ Le gain maximal est indépendant de C , il dépend uniquement de R_o et de R_1 . Le recours au calcul montre que :

$$R_o \cdot 10^{G_o/20} = R_1 \quad \text{et} \quad R_1/10^{G_o/20} = R_o$$

d'où : $G_o = 20 \log(R_1/R_o)$

♦ La fréquence de coupure haute N_h est indépendante de R_o ; elle est inversement proportionnelle au produit $R_1 C$.

Par le recours à l'une des valeurs trouvées, le calcul montre

que :

$$N_h = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

$$\frac{R_o}{R_1} u_s + R_o C_1 \frac{du_s}{dt} = (-u_E)$$

D'où la construction de Fresnel de la figure 22.

Le triangle OA_1A étant rectangle en A_1 , on a :

$$(U_{Em})^2 = \left(\frac{R_o}{R_1} U_{Sm} \right)^2 + (R_o C_1 \omega U_{Sm})^2$$

$$\text{ce qui équivaut } \left(\frac{U_{Sm}}{U_{Em}} \right)^2 = \frac{\left(\frac{R_1}{R_o} \right)^2}{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}$$

$$\text{Or, } T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}. \text{ Donc, } T = \left(\frac{R_1}{R_o} \right) \times \frac{1}{\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}}$$

$$\Leftrightarrow T = \left(\frac{R_1}{R_o} \right) \times \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi R_1 C_1 N)^2}} \text{ sachant que } \omega = 2\pi N$$

$$R_1 C_1 \omega > 0, \text{ d'où } \sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2} > 1.$$

Toutefois, aux très basses fréquences, $R_1 C_1 \omega$ devient

négligeable devant 1. Par conséquent $T_o = \frac{R_1}{R_o}$

$$\text{Donc, } T = \frac{T_o}{\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}} \leq \frac{R_1}{R_o} \quad \forall N.$$

Remarque :

- Si $R_1 > R_o$, on a $T_o > 1$: le signal filtré est amplifié.
- Si $R_1 = R_o$, on a $T_o = 1$.
- Si $R_1 < R_o$, on a $T_o < 1$: le signal filtré est atténué.

Expression du gain

$$G = 20 \log T.$$

$$\text{On a donc : } G = 20 \log \left[\frac{T_o}{\sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}} \right] \text{ ou encore :}$$

$$G = 20 \log T_o - 10 \log(1 + (R_1 C_1 \omega)^2)$$

$$\text{Or, } \sqrt{1 + (R_1 C_1 \omega)^2} \geq 1. \text{ Donc, } G \leq 20 \log T_o$$

$$\text{ou encore, } G \leq G_o,$$

avec $G_o = 20 \log T_o$: valeur maximale du gain.

Finalement, on a :

$$G = G_o - 10 \log(1 + (R_1 C_1 \omega)^2)$$

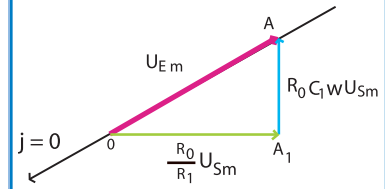


Fig.22 : Construction de Fresnel relative au filtre RC

Remarque :

- Si $R_1 > R_0$, on a $T_0 > 1$. Donc, $G_0 > 0$.
- Si $R_1 = R_0$, on a $T_0 = 1$. Donc, $G_0 = 0$.
- Si $R_1 < R_0$, on a $T_0 < 1$. Donc, $G_0 < 0$.

Bande passante

La bande passante à (-3dB) est telle que :

$$G \geq (G_0 - 3\text{dB}). \text{ Or : } G = G_0 - 10 \log[1 + (R_1 C_1 \omega)^2].$$

$$\text{D'où : } G_0 - 10 \log[1 + (R_1 C_1 \omega)^2] \geq (G_0 - 3).$$

$$\text{Ce qui équivaut : } 10 \log[1 + (R_1 C_1 \omega)^2] \leq 3.$$

$$\text{Par suite, } \log[1 + (R_1 C_1 \omega)^2] \leq 0,3.$$

$$\text{D'où, } R_1 C_1 \omega \leq \sqrt{10^{0,3} - 1}. \text{ Or, } \sqrt{10^{0,3} - 1} \approx 1.$$

$$\text{On a : } \omega = 2\pi N. \text{ D'où, } N \leq \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

On a ainsi : $N \leq N_h$

avec $N_h = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$: fréquence de coupure haute.

Donc, il s'agit d'un filtre passe bas de bande passante :

$$\left[0, \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \right]$$

Déphasage de u_S par rapport à u_E

$$\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E \quad (\text{cas où } \varphi_E = 0 \text{ rad})$$

D'après la construction de Fresnel de la figure 23 : $\Delta\varphi > 0$.

De plus :

- lorsque $N \rightarrow 0$, $\Delta\varphi \rightarrow 180^\circ$
- lorsque $N \rightarrow \infty$, $\Delta\varphi \rightarrow 90^\circ$

On a alors : $90^\circ \leq \Delta\varphi \leq 180^\circ \quad \forall N$.

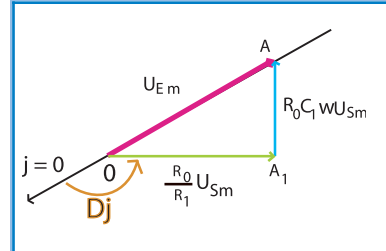


Fig.23 : Déphasage entre u_S et u_E

Conclusion

Avec les mêmes composants d'un filtre passe bas RC (filtre passif), on peut réaliser autour d'un amplificateur opérationnel, un autre filtre passe bas (filtre actif) de même fréquence de coupure haute :

$$N_h = \frac{1}{2\pi RC}$$

Contrairement au filtrage réalisé avec un filtre passe bas passif, le filtrage obtenu avec un filtre passe bas actif peut être accompagné d'une amplification du signal.

2 FILTRE PASSE HAUT

On sait maintenant que le quadripôle passif RC est un filtre passe bas. Qu'en est-il avec le quadripôle CR (le même quadripôle RC, mais avec le résistor R_1 du côté de la masse).

2.1- COURBES DE RÉPONSE $U_{Sm} = f(N)$ ET $G = h(N)$

Manipulation

On reprend le même montage utilisé pour l'étude du filtre passif RC, mais en intervertissant les places du condensateur et du résistor de manière à ce que ce dernier soit du côté de la masse (Fig.24).

Le générateur délivre la tension sinusoïdale $u_E(t) = 5\sin(2\pi Nt)$ de fréquence N réglable. On branche un oscilloscope bicourbe de façon à visualiser sur les voies Y_1 et Y_2 simultanément les tensions $u_E(t)$ et $u_S(t)$. En fixant la fréquence du GBF respectivement aux valeurs $N_1 = 100$ Hz et $N_2 = 5$ kHz, on obtient successivement les oscillogrammes des figures 25a et 25b.

Par la suite, on réalise une série de mesures de l'amplitude U_{Sm} de la tension de sortie en fonction de la fréquence, ce qui permet de tracer dans le même système d'axes semi-logarithmique, les courbes de réponse du quadripôle :

$$U_{Sm} = f(N) \text{ et } G = h(N) \text{ (Fig.26).}$$

Questions

1°) a) Quel est, parmi les oscillogrammes (1) et (2) de chacune des figures 25a et 25b, celui qui correspond à la tension de sortie? En déduire que le quadripôle est linéaire.

b) Dire en le justifiant, si $u_S(t)$ est en avance ou bien en retard de phase par rapport à $u_E(t)$.

2°) Préciser graphiquement la valeur la plus élevée U_{Sm0} de U_{Sm} , calculer $\frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$, comparer les différentes valeurs de U_{Sm} à $\frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$ et en déduire que le quadripôle CR est un filtre.

3°) a) Déterminer graphiquement la (ou les) fréquence(s) de coupure du filtre et en déduire la largeur de sa bande passante.

b) A l'encontre de la qualification "passe bas" attribuée au filtre RC, quelle qualification peut-on donner au filtre CR ?

4°) Retrouver la largeur de la bande passante du filtre en utili-

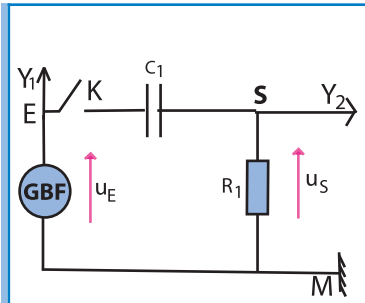


Fig 24 : Schéma d'un filtre passe haut

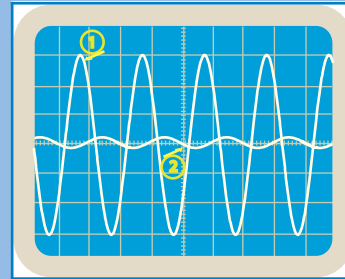


Fig.25a : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à $N = 100$ Hz

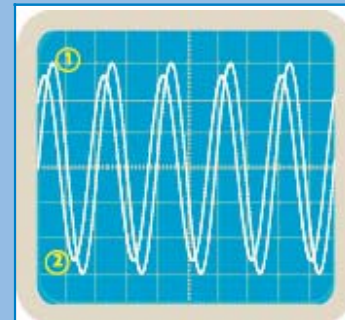


Fig.25b : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à $N = 5$ kHz

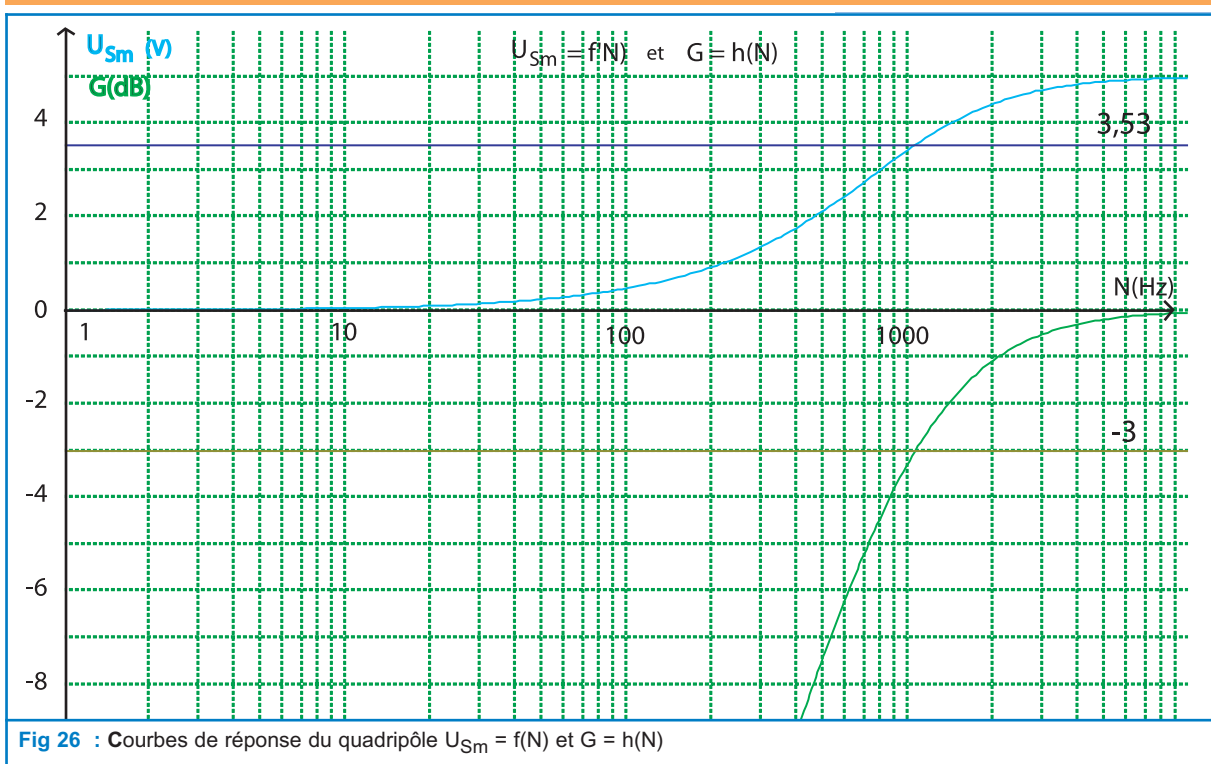


Fig 26 : Courbes de réponse du quadripôle $U_{Sm} = f(N)$ et $G = h(N)$

Analyse et commentaire

L'expérience réalisée montre qu'en appliquant à l'entrée du quadripôle CR (avec le résistor du côté de la masse), une tension sinusoïdale u_E de fréquence N , on récupère à la sortie du quadripôle (aux bornes du résistor) une tension $u_S(t)$ synchrone avec $u_E(t)$. Donc, il s'agit d'un quadripôle linéaire.

D'autre part, aux hautes fréquences, l'amplitude de la tension de sortie atteint sa valeur la plus élevée $U_{Smo} = U_{Em}$. De même, le gain atteint son maximum $G_0 = 0$ dB.

Mais, lorsque N est de plus en plus petite, U_{Sm} diminue jusqu'à atteindre des valeurs inférieures à $\frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$ et le gain devient inférieur à -3 dB. Donc, il s'agit d'un filtre.

On a $U_{Sm} = \frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$ (ou $G = G_0 - 3$ dB) pour une fréquence unique sensiblement égale à 1050 Hz.

$\forall N > 1050$ Hz, $U_{Sm} > \frac{U_{Smo}}{\sqrt{2}}$ et $G > (G_0 - 3\text{dB})$.

Donc, il s'agit d'un filtre passe haut caractérisé par la fréquence de coupure basse : $N_0 = 1050$ Hz.

Par suite, la bande passante du filtre est : $[1050 \text{ Hz}, \infty[$

En suivant son évolution sur l'écran de l'oscilloscope, on peut vérifier que, comme pour N_1 et N_2 (Fig.25a et 25b), $u_S(t)$ est en avance de phase sur $u_E(t)$ quelle que soit la valeur de la fréquence N : $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E > 0$.

De plus, lorsque la fréquence N augmente, $\Delta\varphi$ augmente.

En particulier, à la fréquence de coupure haute, $u_S(t)$ est en quadrature avance de phase par rapport à $u_E(t)$:

$$\Delta\varphi = +\pi/2 \text{ rad (Fig.27).}$$

Remarques

- Aux erreurs expérimentales près, la fréquence de coupure basse du filtre passe haut CR est égale à la fréquence de coupure haute du filtre passe bas RC réalisé avec les mêmes composants. C'est l'abscisse du point d'intersection des deux courbes de réponse $G_b(N)$ et $G_h(N)$ des deux filtres RC et CR réalisés avec les mêmes composants (Fig.28).

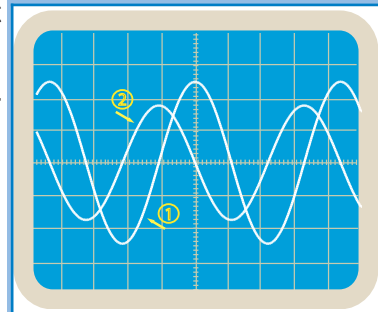


Fig.27 : $u_E(t)$ et $u_S(t)$ à la fréquence de coupure

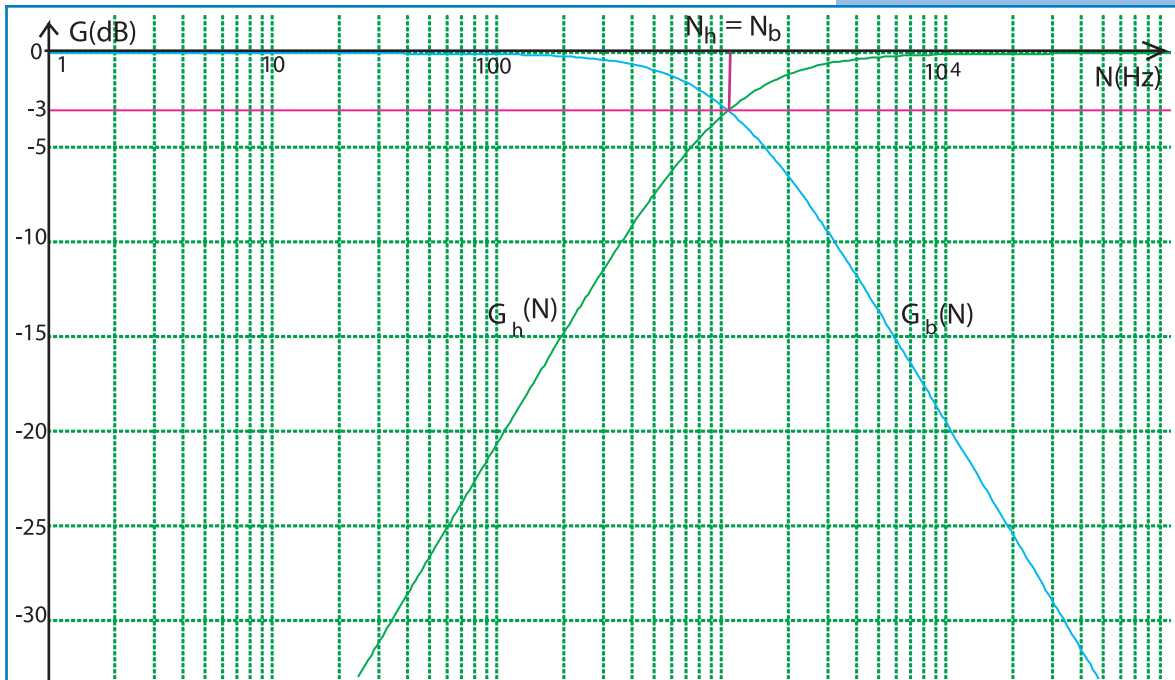


Fig.28 : Courbes de réponse $G_b(N)$ et $G_h(N)$ de deux filtres passifs respectivement passe bas et passe haut, réalisés avec les mêmes composants C et R

- On peut montrer expérimentalement que, comme la fréquence de coupure haute du filtre passe bas passif RC étudié dans le paragraphe 1, la fréquence de coupure basse du filtre passe haut CR ne dépend que de R et de C.

- Aux basses fréquences [au niveau de la partie linéaire de la courbe de réponse $G(N)$], la chute de gain est de (- 20 dB) par

décade.

2.2- ÉTUDE THÉORIQUE

Expression de $u_S(t)$

Sur le schéma de la figure 29, on désigne par :

$u_E = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E)$, la tension d'entrée,

u_S , la tension de sortie.

Or, la tension de sortie n'est autre que celle aux bornes du résistor qui s'écrit en convention récepteur $u_S = R_1 i$.

D'autre part : $u_E(t) = u_C(t) + u_R(t)$; $u_C = \frac{q}{C_1}$, où q est la charge

du condensateur.

$q(t) = \int i(t) dt$. Or, $u_S = R_1 i$. Donc, $q(t) = \frac{1}{R_1} \int u_S(t) dt$.

La tension aux bornes du condensateur s'écrit alors :

$$u_C(t) = \frac{1}{R_1 C_1} \int u_S(t) dt$$

On a ainsi : $u_E(t) = u_S(t) + \frac{1}{R_1 C_1} \int u_S(t) dt$.

En dérivant cette équation membre à membre par rapport au temps, on aboutit à l'équation différentielle :

$$R_1 C_1 \frac{du_S(t)}{dt} + u_S(t) = R_1 C_1 \frac{du_E(t)}{dt}$$

Avec $u_E(t) = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E)$, cette équation admet comme solution particulière :

$$u_S(t) = U_{Sm} \sin(\omega t + \varphi_S)$$

Expression de la transmittance

$$\text{On a : } T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}$$

Pour établir l'expression de U_{Sm} , on utilise de nouveau la construction de Fresnel :

$$u_S(t) = U_{Sm} \sin(\omega t + \varphi_S) \rightarrow \overline{OA_1} [U_{Sm}, \varphi_S]$$

$$\frac{1}{R_1 C_1} \int u_S(t) dt = \frac{U_{Sm}}{R_1 C_1 \omega} \sin(\omega t + \varphi_S - \frac{\pi}{2})$$

$$\rightarrow \overline{OA_2} = \left[\frac{U_{Sm}}{R_1 C_1 \omega}, \varphi_S - \frac{\pi}{2} \right]$$

$$u_E(t) = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E) \rightarrow \overline{OA} = [U_{Em}, \varphi_E]$$

$$\overline{OA}, \overline{OA_1} \text{ et } \overline{OA_2} \text{ sont tels que : } \overline{OA} = \overline{OA_1} + \overline{OA_2}$$

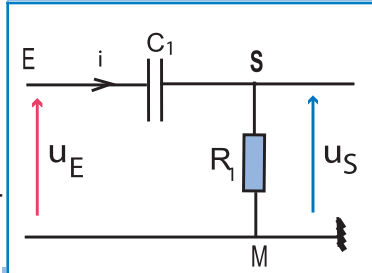


Fig.29 : Schéma du filtre passe haut

$$\text{car : } u_E(t) = u_S(t) + \frac{1}{R_1 C_1} \int u_S(t) dt.$$

D'où la construction de Fresnel de figure 30.

Le triangle OA_1A étant rectangle en A_1 , on a :

$$(U_{Em})^2 = (U_{Sm})^2 + \left(\frac{U_{Sm}}{R_1 C_1 \omega}\right)^2,$$

$$\text{ce équivaut : } \left(\frac{U_{Sm}}{U_{Em}}\right)^2 = \frac{1}{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}. \text{ Or, } T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}.$$

$$\text{Donc, } T = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{R_1 C_1 \omega}\right)^2}}. \text{ Sachant que } \omega = 2\pi N, \text{ on a :}$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi R_1 C_1 N)^2}}}$$

$$2\pi R_1 C_1 N > 0, \text{ d'où } \sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi R_1 C_1 N)^2}} > 1$$

Donc, $T \leq 1 \forall N$.

Toutefois, aux très hautes fréquences, $\frac{1}{(2\pi R_1 C_1 N)^2}$ devient négligeable devant 1. Par conséquent $T = 1$

Expression du gain du filtre

Sachant que $G = 20 \log T$, on a :

$$G = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{R_1 C_1 \omega}\right)^2}}$$

ce qui est équivalent à : $G = -10 \log\left(1 + \left(\frac{1}{R_1 C_1 \omega}\right)^2\right)$

$$\text{Or, } \omega = 2\pi N, \text{ on a alors : } G = -10 \log \left[1 + \left(\frac{1}{2\pi R_1 C_1 N} \right)^2 \right].$$

Sachant que $\left[1 + \left(\frac{1}{2\pi R_1 C_1 N} \right)^2 \right] \geq 1 \forall N$, on a $G \leq 0$

A la limite, quand $N \rightarrow \infty$, $G = 0 \text{ dB}$

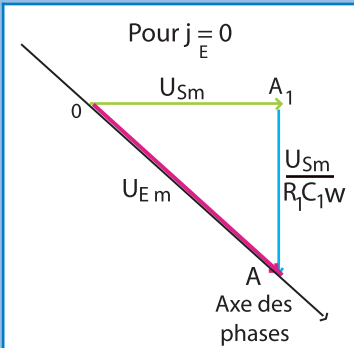


Fig.30 : Construction de Fresnel relative au filtre CR

Bande passante

La bande passante à (-3dB) est telle que : $G \geq (G_0 - 3)\text{dB}$,

$$\text{ce qui signifie : } -10 \log \left(1 + \left(\frac{1}{2\pi R_1 C_1 N} \right)^2 \right) \geq -3$$

$$\text{car } G_0 = 0 \text{ dB. Par suite, } \log \left(1 + \left(\frac{1}{2\pi R_1 C_1 N} \right)^2 \right) \geq -0,3.$$

$$\text{D'où, } \frac{1}{R_1 C_1 \omega} \leq \sqrt{10^{0,3} - 1}.$$

$$\text{Donc, } N \geq \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

$$N \geq N_b \text{ avec } N_b = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} : \text{fréquence de coupure basse.}$$

Donc, il s'agit d'un filtre passe haut de bande passante :

$$\left[\frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \infty \right[$$

Application

Pour le filtre réalisé avec $C_1 = 0,47\mu\text{F}$ et $R_1 = 318 \Omega$, calculer N_b et la comparer à sa valeur expérimentale.

Y a-t-il accord entre la valeur théorique et la valeur expérimentale de N_b ?

Déphasage de u_S par rapport à u_E

$$\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E$$

D'après la construction de la figure 31, $\Delta\varphi > 0 \forall N$.

De plus, $0 < \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}$ rad, ce qui signifie que la tension de sortie $u_S(t)$ évolue toujours en avance de phase par rapport à la tension d'entrée $u_E(t)$.

On a, $\text{tg } \Delta\varphi = \frac{\|A_1 A_2\|}{\|OA_1\|}$, ce qui donne :

$$\text{tg } \Delta\varphi = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 N}. \text{ Il vient donc : } \text{tg } \Delta\varphi = \frac{N_b}{N}$$

$$\text{car } N_b = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 N}$$

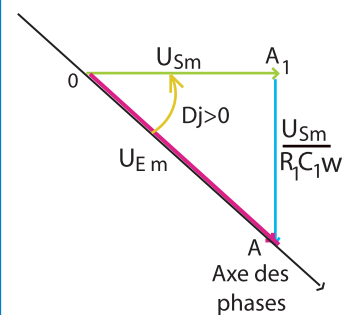


Fig.31 : Déphasage entre u_S et u_E

- Quand $N \rightarrow 0$, $\text{tg } \Delta\varphi \rightarrow \infty$. Donc, $\varphi_s \rightarrow \frac{\pi}{2}$ rad.
- Quand $N \rightarrow \infty$, $\text{tg } \Delta\varphi \rightarrow 0$. Donc, $\varphi_s \rightarrow 0$ rad.
- Quand $N \rightarrow N_b$, $\text{tg } \Delta\varphi \rightarrow 1$. Donc, $\varphi_s \rightarrow \frac{\pi}{4}$ rad.

Conclusion

Le quadripôle CR (avec résistor relié à la masse) est un filtre passe haut caractérisé par une fréquence de coupure basse :

$$N_b = \frac{1}{2\pi RC}$$

La tension de sortie u_S d'un filtre passe haut passif CR est toujours en avance de phase par rapport à la tension d'entrée u_E .

Pour $N = N_b$, $\Delta\varphi = +45^\circ$.

3 FILTRE PASSE BANDE

Les filtres passifs étudiés précédemment sont réalisés par une association en série d'un résistor et d'un condensateur.

Qu'en est-il pour un quadripôle réalisé avec un circuit RLC série ayant comme sortie les bornes du résistor ?

3.1- RÉPONSE DU QUADRIPOLE

Manipulation

On reprend le montage utilisé pour l'étude de la résonance d'intensité au chapitre 5 où le résistor a une résistance $R_o = 50 \Omega$, le condensateur a une capacité $C = 0,47 \mu\text{F}$ et la bobine a une inductance $L = 0,2 \text{ H}$ et une résistance interne $r = 12,5 \Omega$.

Le circuit est alimenté par un générateur BF délivrant à ses bornes une tension sinusoïdale $u_E(t)$ de valeur maximale $U_{Em} = 2 \text{ V}$ et de fréquence N réglable.

En reliant le résistor à la masse, on a comme tension de sortie $u_S = u_{R_o}$.

Les tensions d'entrée $u_E(t)$ et de sortie $u_S(t)$ sont visualisées sur l'écran d'un oscilloscope bicourbe (Fig.32)

En fixant la fréquence du GBF successivement aux valeurs $N_1 = 400 \text{ Hz}$, $N_2 = 500 \text{ Hz}$ et $N_3 = 600 \text{ Hz}$, on obtient respectivement les oscillogrammes des figures 33a, 33b et 33c avec les mêmes sensibilités verticales sur les deux voies.

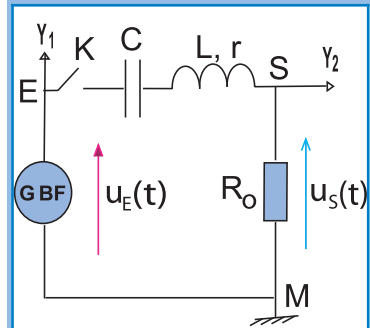


Fig.32 : Schéma d'un filtre passe bande

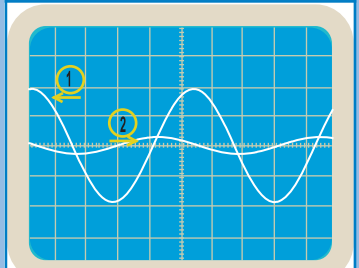


Fig.33a : $N_1 = 400 \text{ Hz}$

Questions

1°) a) Quel est parmi les oscillogrammes (1) et (2) de chacune des figures 33a, 33b et 33c celui qui correspond à la tension de sortie, en déduire que le quadripôle est linéaire.

b) En quoi diffère le signe du déphasage entre $u_S(t)$ et $u_E(t)$ de ceux des filtres passifs précédemment étudiés ?

2°) Les résultats des mesures qui ont permis de tracer la courbe d'évolution de l'amplitude I_m de l'intensité i du courant en fonction de N au chapitre 5 (paragraphe 2), sont consignés dans le tableau suivant :

N(Hz)	440	460	480	500	520	540	560	580	600
I_m (mA)	8,9	11,8	16,7	25,2	32	25,8	17,2	12,7	10,1

a) Reproduire le tableau, y insérer une ligne pour le calcul des tensions maximales U_{Sm} correspondant aux intensités maximales I_m relevées en fonction de N et une ligne pour le calcul du gain G .

b) Tracer les courbes de réponse du quadripôle $U_{Sm} = f(N)$ et $G = h(N)$ dans le même système d'axes.

3°) Décrire la courbe $U_{Sm} = f(N)$ et préciser la valeur la plus élevée U_{Sm0} de U_{Sm} , calculer $\frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$, comparer les différentes valeurs de U_{Sm} à $\frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$ et en déduire que le quadripôle RLC est un filtre.

4°) a) Déterminer graphiquement la (ou les) fréquence(s) de coupure du filtre et en déduire la valeur de la largeur de sa bande passante.

b) Quelle qualification peut-on attribuer à ce filtre ?

4°) Retrouver la valeur de la largeur de la bande passante du filtre en utilisant la courbe de gain $G = h(N)$.

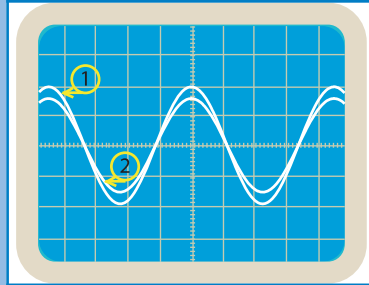


Fig.33b : $N_2 = 500$ Hz

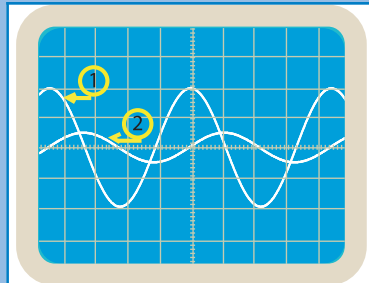


Fig.33c : $N_3 = 600$ Hz

Analyse et commentaire

L'expérience réalisée montre qu'en appliquant à l'entrée du quadripôle RLC (avec le résistor du côté de la masse), une tension sinusoïdale u_E de fréquence N , on récupère à la sortie du quadripôle (aux bornes du résistor) une tension $u_S(t)$ synchronisée avec $u_E(t)$: $u_S(t) = U_{Sm} \sin(2\pi Nt + \varphi_S)$.

Donc, il s'agit d'un quadripôle linéaire. D'ailleurs, c'est un résultat que l'on aurait pu déduire de l'étude du chapitre 5.

Selon la fréquence de la tension délivrée entre les bornes du générateur, la tension de sortie $u_S(t)$ est en avance, en retard ou en concordance de phase par rapport à $u_E(t)$.

En d'autres termes, contrairement aux filtres passe bas et passe haut, le déphasage $\Delta\varphi = (\varphi_S - \varphi_E)$ entre la tension de sortie $u_S(t)$ et la tension d'entrée $u_E(t)$ du présent filtre change de signe en fonction de N .

Les courbes de la figure 34 représentent l'évolution de U_{Sm} et de G en fonction de la fréquence N .

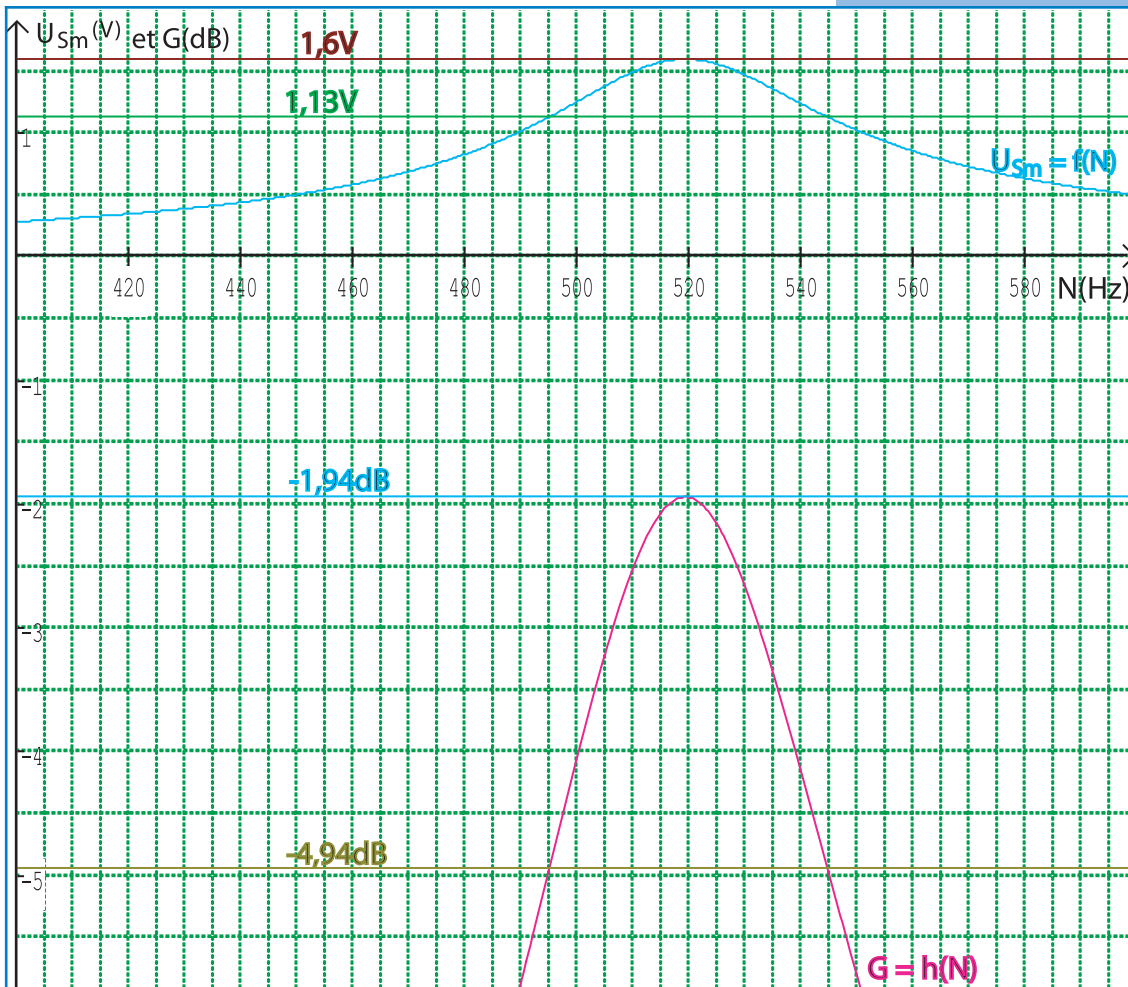


Fig.34 : Courbes de réponse $U_{Sm} = f(N)$ et $G = h(N)$ dans un quadrillage linéaire

L'analyse de la courbe $U_{Sm} = f(N)$ (ou $G = h(N)$) montre que U_{Sm} est maximale pour une fréquence unique et particulière qui correspond à la fréquence propre $N_0 = 519$ Hz du circuit RLC série étudié et que de part et d'autre de N_0 , U_{Sm} diminue jusqu'à atteindre des valeurs inférieures à $\frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$.

Donc, le quadripôle étudié est un filtre.

Pour toute fréquence N de la bande [495 Hz, 545 Hz],

$U_{Sm} > \frac{U_{Sm0}}{\sqrt{2}}$ (ou encore $G > G_0 - 3$ dB), la chute de gain est

inférieure à 3 dB. Donc, il s'agit d'un filtre passe bande.

Les fréquences limites de cette bande sont respectivement la fréquence de coupure basse $N_b = 495$ Hz et la fréquence de coupure haute $N_h = 545$ Hz du filtre réalisé.

Par suite, la bande passante du filtre est : [495 Hz, 545 Hz]

Remarque

On peut vérifier qu'aux erreurs expérimentales près, on a :

$$\frac{N_h + N_b}{2} = N_o$$

Etant donné la symétrie de la courbe de réponse tracée par rapport à la droite $N = N_o$, ce résultat est attendu, d'où la qualification de N_o comme étant la fréquence centrale.

3.2- ÉTUDE THEORIQUE

Expression de $u_S(t)$

Sur le schéma de la figure 35, on désigne par :

$$u_E = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E), \text{ la tension d'entrée. } (\varphi_E = 0 \text{ rad})$$

u_S , la tension de sortie.

Or, la tension de sortie n'est autre que celle aux bornes du résistor qui s'écrit en convention récepteur : $u_{R_o}(t) = R_o \cdot i(t)$, $i(t)$ étant l'intensité instantanée du courant circulant dans le résistor de résistance R_o . Donc, $u_S(t) = R_o \cdot i(t)$

On a $u_E = u_C + u_B + u_S$

En convention récepteur :

$$u_B(t) = r i(t) + L \frac{di(t)}{dt}. \text{ Or, } i(t) = \frac{u_S(t)}{R_o}$$

$$\text{D'où, } u_B(t) = \frac{r}{R_o} \cdot u_S(t) + \frac{L}{R_o} \cdot \frac{du_S(t)}{dt}.$$

$u_C(t) = \frac{q(t)}{C}$; où $q(t)$ est la charge du condensateur, charge portée par l'armature du condensateur vers laquelle est orienté le sens du courant.

On a $q(t) = \int i(t) dt$, ce qui donne : $q(t) = \frac{1}{R_o} \int u_S(t) dt$.

$$\text{D'où, } u_C(t) = \frac{1}{R_o C} \int u_S(t) dt$$

Par suite :

$$u_E(t) = \frac{1}{R_o C} \int u_S(t) dt + \left(1 + \frac{r}{R_o}\right) u_S(t) + \frac{L}{R_o} \frac{du_S(t)}{dt}$$

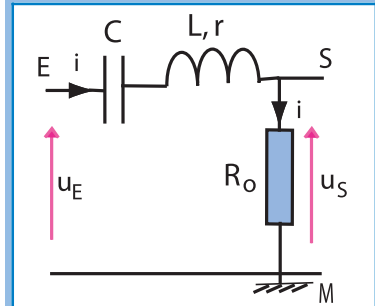


Fig.35 : Schéma du filtre passe bande RLC série

En dérivant cette équation membre à membre par rapport au temps, on aboutit à l'équation différentielle :

$$\frac{1}{R_0 C} u_s(t) + \left(1 + \frac{r}{R_0}\right) \frac{du_s(t)}{dt} + \frac{L}{R_0} \frac{d^2 u_s(t)}{dt^2} = \frac{du_E(t)}{dt}$$

Avec $u_E(t) = U_{Em} \sin(\omega t + \varphi_E)$, cette équation différentielle admet comme solution particulière :

$$u_s(t) = U_{Sm} \sin(\omega t + \varphi_S)$$

traduisant l'évolution de $u_s(t)$ en régime permanent.

Expression de la transmittance

On a $T = \frac{U_{Sm}}{U_{Em}}$. Pour déterminer l'expression de U_{Sm} , on

utilise la construction de Fresnel :

$$\left(1 + \frac{r}{R_0}\right) \times u_s(t) \rightarrow \overline{OA_1} \left[\left(1 + \frac{r}{R_0}\right) U_{Sm}, \varphi_S \right]$$

$$\frac{L}{R_0} \times \frac{du_s(t)}{dt} \rightarrow \overline{OA_2} \left[\frac{L\omega U_{Sm}}{R_0}, \varphi_S + \frac{\pi}{2} \right]$$

$$\frac{1}{R_0 C} \int u_s(t) dt \rightarrow \overline{OA_3} \left[\frac{U_{Sm}}{R_0 C \omega}, \varphi_S - \frac{\pi}{2} \right]$$

$$u_E(t) \rightarrow \overline{OA} [U_{Em}, \varphi_E]$$

Les vecteurs de Fresnel $\overline{OA_1}$, $\overline{OA_2}$, $\overline{OA_3}$ et \overline{OA} sont tels que : $\overline{OA_1} + \overline{OA_2} + \overline{OA_3} = \overline{OA}$

$$\text{car } \left(1 + \frac{r}{R_0}\right) u_s(t) + \frac{L}{R_0} \frac{du_s(t)}{dt} + \frac{1}{R_0 C} \int u_s(t) dt = u_E(t).$$

D'où, la construction de Fresnel des figures 36a, b et c.

Le triangle OA_1A étant rectangle en A_1 , on a :

$$\left(\frac{U_{Sm}}{U_{Em}}\right)^2 = \frac{1}{\left(\frac{R}{R_0}\right)^2 + \left(\frac{L\omega}{R_0} - \frac{1}{R_0 C \omega}\right)^2}, \text{ avec } R = R_0 + r$$

$$\text{Par suite, } T = \frac{R_0}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L\omega}{R} - \frac{1}{RC\omega}\right)^2}}$$

Soit $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, la pulsation propre de l'oscillateur,

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0} : \text{facteur de surtension à la résonance.}$$

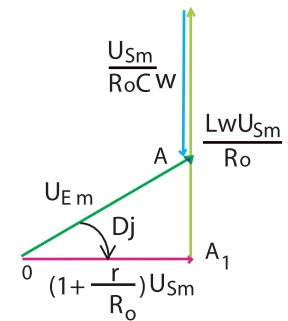


Fig.36a : Construction de Fresnel avec $L\omega > 1/C\omega$

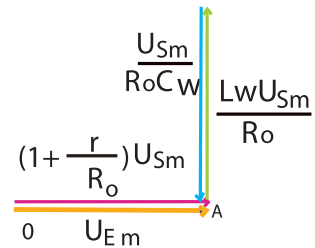


Fig.36b : Construction de Fresnel avec $L\omega = 1/C\omega$

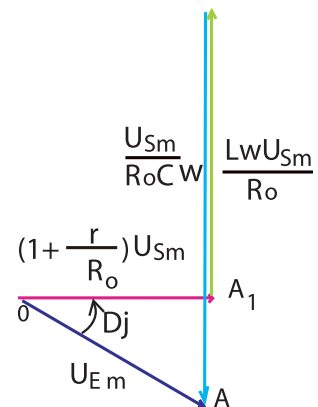


Fig.36c : Construction de Fresnel avec $L\omega < 1/C\omega$

En posant : $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{N}{N_0}$ que l'on appelle pulsation
ou fréquence réduite,

$$T_0 = \frac{R_0}{R},$$

la transmittance s'écrit : $T = \frac{T_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}}$

Or, $\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2} \geq 1$. Donc, $T \leq T_0$.

$$T_0 = \frac{R_0}{R} \leq 1 \text{ car } R_0 \leq R.$$

Finalement, on a : $\forall N, T \leq 1$.

Par conséquent, le filtre passif passe bande est un atténuateur de tension.

Question

Montrer que T_0 est la valeur maximale de la transmittance T et qu'elle est atteinte à la fréquence $N = N_0$.

Expression du gain

On a : $G = 20 \log T$.

$$\text{Donc, } G = 20 \log \frac{T_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}}.$$

Comme la transmittance, le gain est maximum à $N = N_0$:

$$G_0 = 20 \log T_0.$$

$T_0 \leq 1$. Donc, $G_0 \leq 0$.

Il s'en suit : $G \leq 0 \forall N$.

Bande passante

La bande passante à (-3 dB) est telle que $G \geq (G_0 - 3 \text{ dB})$,
ce qui signifie :

$$20 \log \frac{T_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \geq 20 \log T_0 - 3,$$

$$\text{d'où : } \log \left[1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2 \right] \leq \frac{3}{10},$$

$$\text{ce qui permet d'aboutir à : } \left(x - \frac{1}{x} \right)^2 \leq \frac{1}{Q^2}.$$

$$\text{Il s'en suit : } -\frac{1}{Q} \leq x - \frac{1}{x} \leq \frac{1}{Q}.$$

La résolution de l'inéquation $(-\frac{1}{Q} \leq x - \frac{1}{x})$ qui s'écrit :

$$x^2 + \frac{x}{Q} - 1 \geq 0 \text{ donne } x \geq \frac{1}{2Q} \left[-1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right]$$

La résolution de l'inéquation $(x - \frac{1}{x} \leq \frac{1}{Q})$ qui s'écrit :

$$x^2 - \frac{x}{Q} - 1 \leq 0 \text{ donne } x \leq \frac{1}{2Q} \left[1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right]$$

On a ainsi : $x_b \leq x \leq x_h$ avec :

$$x_b = \frac{1}{2Q} \left[-1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right] \text{ et } x_h = \frac{1}{2Q} \left[1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right]$$

$x = \frac{N}{N_o}$. On a alors : $N_o x_b \leq N \leq N_o x_h$, ce qui revient à

écrire $N_b \leq N \leq N_h$, avec :

$$N_b = \frac{N_o}{2Q} \left[-1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right] : \text{ fréquence de coupure basse,}$$

$$N_h = \frac{N_o}{2Q} \left[+1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right] : \text{ fréquence de coupure haute.}$$

Largeur de la bande passante du filtre

$$\Delta N = N_h - N_b.$$

En remplaçant N_b et N_h par leur expression, on obtient :

$$\Delta N = \frac{N_o}{Q}$$

Sélectivité du filtre et facteur de qualité

Un filtre passe bande est dit sélectif lorsque la largeur ΔN de sa bande passante est nettement petite devant sa fréquence propre N_o . On a : $\Delta N = \frac{N_o}{Q}$. Il est clair alors que pour N_o donnée, la bande passante est d'autant plus étroite que la constante Q est plus grande.

Donc, la sélectivité du filtre augmente avec Q , d'où le nom de **facteur de qualité** pour la constante Q caractéristique du filtre.

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0} : \text{facteur de qualité}$$

Un filtre n'est sélectif que si Q est nettement supérieur à 1.

Remarque : Pour L et C données, le filtre RLC est d'autant plus sélectif que sa résistance totale R est plus petite (Fig.37).

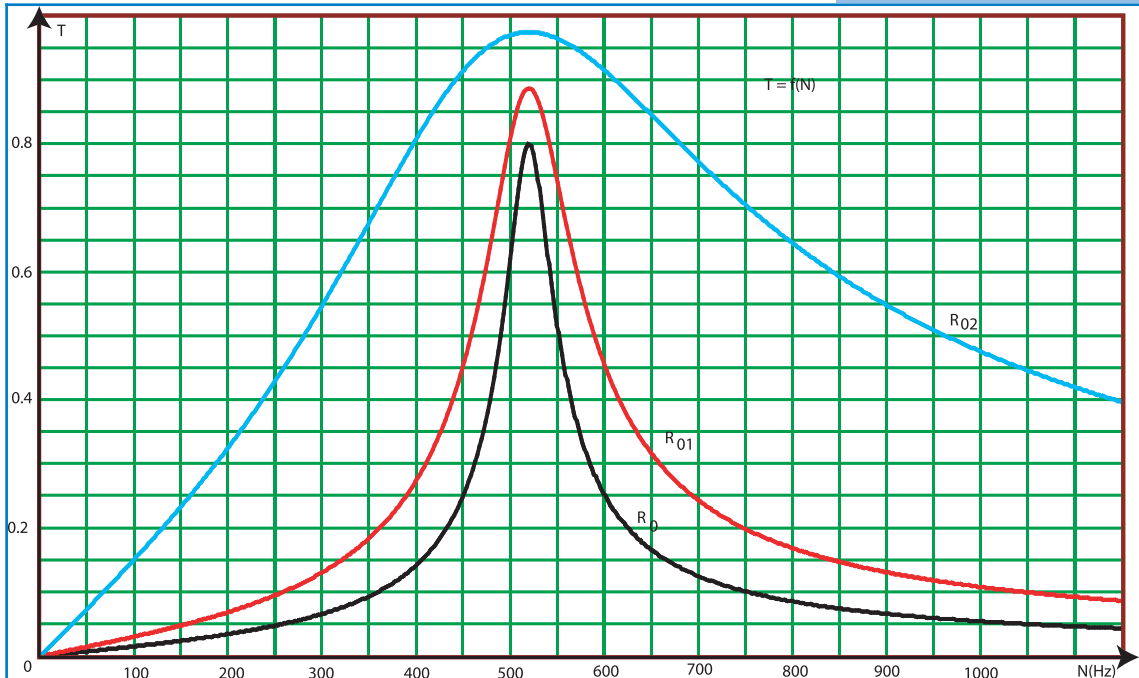


Fig.37 : Influence de la résistance du filtre sur la largeur de sa bande passante : $R_0 = 50\Omega$, $R_{01} = 100\Omega$, $R_{02} = 500\Omega$

Question

Montrer que pour un filtre passe bande sélectif ($Q \gg 1$), les fréquences de coupure sont telles que : $\frac{N_b + N_h}{2} = N_0$

On rappelle que :

$$N_b = \frac{N_0}{2Q} \left[-1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right] \text{ et } N_h = \frac{N_0}{2Q} \left[+1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right]$$

Déphasage de u_S par rapport à u_E

D'après les constructions de Fresnel de la figure 36, le déphasage $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_E$ entre u_S et u_E , est tel que :

$$-\frac{\pi}{2} \text{ rad} < \Delta\varphi < \frac{\pi}{2} \text{ rad},$$

ce qui montre que u_S peut être en avance de phase, en phase ou en retard de phase par rapport à u_E .

Question

Montrer que le déphasage $\Delta\varphi$ entre u_S et u_E est égal à (-45°) pour $N = N_h$ et à $(+45^\circ)$ pour $N = N_b$.

Conclusion

Le circuit RLC série monté en quadripôle de manière que la tension aux bornes du résistor soit la tension de sortie est un filtre passe bande caractérisé par une bande passante de largeur :

$$\Delta N = N_h - N_b = \frac{N_o}{Q} \quad \text{où } N_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ est la fréquence centrale}$$

et $Q = \frac{L\omega_o}{R}$ est le facteur de qualité du filtre.

Remarque générale

Du fait que les équations différentielles des filtres passe bas et passe haut étudiés font intervenir en plus de $u_S(t)$ uniquement sa dérivée première par rapport au temps, ils sont qualifiés comme étant des filtres du premier ordre (ou d'ordre 1), tandis que le filtre passe bande RLC série dont l'équation différentielle fait intervenir de plus, la dérivée seconde de $u_S(t)$ est qualifié de filtre du second ordre (ou d'ordre 2).

4 APPLICATIONS DES FILTRES

Les applications des filtres électriques sont nombreuses et multiples dans plusieurs domaines comme en télécommunications, en acoustique, en mécanique...

On cite essentiellement l'émission et la réception radio ou de télévision, la correction audio ou vidéo, l'analyse de spectres, l'antiparasitage, la distortiométrie, les générateurs de fonctions, la modulation et démodulation de signaux que l'on va étudier aux chapitres 12 et 13...

Avec la technologie de transmission ADSL[⊙], sur la même ligne téléphonique peuvent passer simultanément une conversation téléphonique (basses fréquences audibles), le signal d'une chaîne de télévision (hautes fréquences, large bande) et le signal du IP (Internet Protocol) provenant d'un serveur de sites web, à haut débit.

Les filtres passe bas ainsi que ceux passe haut sont utilisés en acoustique comme atténuateurs de composantes respectivement aiguës et graves d'un signal audio.

Les filtres passe bande peuvent servir à éliminer le bruit du signal, c'est-à-dire les fréquences n'appartenant pas à la gamme qui lui est caractéristique ; ils permettent la sélection de la fréquence radio écoutée, des canaux ou chaînes de télévision, des vibrations sonores à détecter par un microphone ou un sismographe ; en Hi Fi, ils sont à la base des égaliseurs et des tables de mixage (Fig. 38)...

⊙ADSL : "Asymmetric Digital Subscriber Line" signifiant en français une liaison numérique à débit asymétrique.

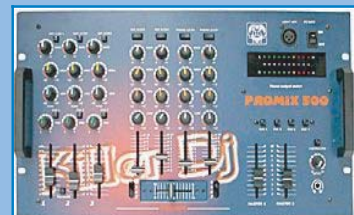


Fig.38 : Table de mixage: réglage de tonalité (graves, médiums, aiguës -12 dB à +12 dB).
Bande passante : [20 Hz, 20 kHz]

L'essentiel

■ Les filtres passifs sont caractérisés par : $T \leq 1$ et $G \leq 0$ dB, $\forall N$
d'où une atténuation du signal.

■ Le filtre passe bas actif peut avoir un gain positif, d'où une amplification possible du signal.

■ Le filtre passif passe bas RC est un filtre du premier ordre caractérisé par :

- une fréquence de coupure haute : $N_h = \frac{1}{2\pi RC}$

- une transmittance : $T = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi RCN)^2}}$, $\forall N, T \leq 1$

- un gain : $G = -10 \log(1+(2\pi RCN)^2)$

- une tension de sortie en retard de phase par rapport à la tension d'entrée :

$$-90^\circ \leq \varphi_s - \varphi_E \leq 0, \quad \forall N$$

■ Le filtre actif passe bas réalisé avec un amplificateur opérationnel, un condensateur et des résistors est un filtre du premier ordre, caractérisé par :

- une fréquence de coupure haute : $N_h = \frac{1}{2\pi R_1 CN}$

- une transmittance : $T = \frac{T_0}{\sqrt{1+(2\pi R_1 CN)^2}}$; $T_0 = \frac{R_1}{R_0}$

- un gain : $G = G_0 - 10 \log(1+(2\pi R_1 CN)^2)$; $G_0 = 20 \log T_0$

- une tension de sortie en avance de phase par rapport à la tension d'entrée :

$$90^\circ \leq \varphi_s - \varphi_E \leq 180^\circ; \quad \forall N$$

■ Le filtre passif passe haut CR est un filtre du premier ordre caractérisé par :

- une fréquence de coupure basse : $N_b = \frac{1}{2\pi RCN}$

- une transmittance : $T = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{(2\pi RCN)^2}}}$; $T \leq 1 \forall N$

- un gain :

$$G = -10 \log\left(1 + \frac{1}{(2\pi R C N)^2}\right)$$

- une tension de sortie en avance de phase par rapport à la tension d'entrée :

$$0 \leq \varphi_S - \varphi_E \leq \frac{\pi}{2} \text{ rad}, \forall N$$

■ Le filtre passif passe bande RLC série est un filtre du second ordre caractérisé par :

- une transmittance :

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

$$\text{où } x = \frac{N}{N_o} = \frac{\omega}{\omega_o} \text{ et } Q = \frac{L\omega_o}{R}$$

- un gain :

$$G = 20 \log \frac{T_o}{\sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} ; G_o = 20 \log T_o$$

- une bande passante de largeur :

$$\Delta N = N_h - N_b = \frac{N_o}{Q}$$

- une tension de sortie pouvant être en avance, en retard ou en concordance de phase avec la tension d'entrée :

$$-\frac{\pi}{2} \text{ rad} < \varphi_S - \varphi_E < \frac{\pi}{2} \text{ rad}, \forall N$$

Exercices

Exercice résolu

ÉNONCÉ

I- A l'entrée du filtre RC schématisé par la figure 1, on applique une tension sinusoïdale $u_E(t)$ de fréquence N réglable :

$u_E(t) = U_{Em} \sin(2\pi Nt + \pi/2)$. On donne : $R = 160 \Omega$ et $C = 1 \mu\text{F}$.

1°) Etablir l'équation différentielle régissant l'évolution de la tension de sortie u_S du filtre et en déduire qu'il s'agit d'un filtre du premier ordre.

2°) a) Déterminer l'expression de l'amplitude U_{Sm} de $u_S(t)$.

b) En déduire les expressions de la transmittance T et du gain G du filtre.

3°) a) Montrer qu'il s'agit d'un filtre passe bas.

b) Déterminer sa fréquence de coupure haute N_h .

c) Pour $N = N_h$, calculer le déphasage $\Delta\varphi$ entre $u_S(t)$ et $u_E(t)$ et en déduire φ_S .

II- Avec un résistor de résistance R' et le même condensateur, on réalise un filtre passe haut et on applique à son entrée la même tension sinusoïdale $u_E(t)$.

1°) Schématiser le filtre réalisé.

2°) On donne sur la figure 2 deux courbes (1) et (2) représentant chacune l'évolution du gain en fonction de la fréquence N .

a) Identifier la courbe de réponse du filtre passe haut.

b) Déterminer sa fréquence de coupure basse N_b et calculer R' .

III- On réalise maintenant un

filtre passe bande avec un condensateur de capacité $C = 0,5 \text{ nF}$ monté en série avec une bobine purement inductive d'inductance $L = 9,8 \text{ mH}$ et un résistor de résistance $R = 370 \Omega$.

1°) a) Calculer le facteur de qualité du filtre .

b) Calculer la largeur de sa bande passante.

c) Déduire du calcul de 1)a) ou de 1)b) si le filtre considéré est sélectif.

2°) a) Montrer que : $N_b = N_0 - \Delta N/2$ et en déduire que : $N_h = N_0 + \Delta N/2$.

b) Calculer N_b et N_h .

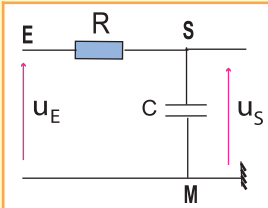


Fig.1

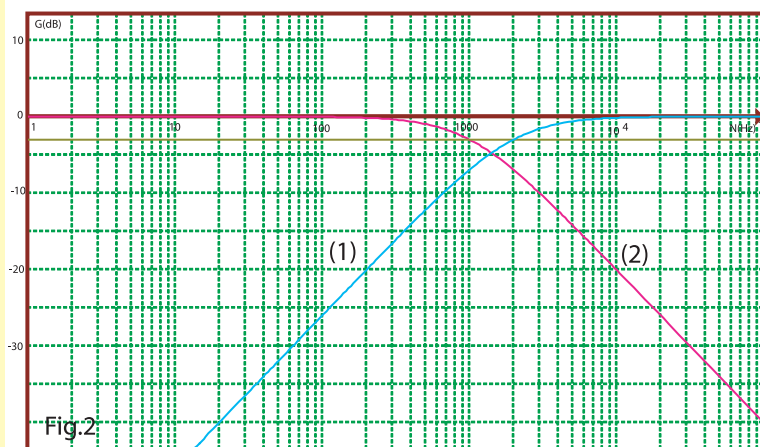


Fig.2

SOLUTION

1-1°) On a $u_R(t) + u_C(t) = u_E(t)$

Or, $u_S(t) = u_C(t)$

D'après le schéma de la figure 1, on a en convention récepteur :

$u_C(t) = \frac{q(t)}{C}$, où q est la charge portée par l'armature du

condensateur vers laquelle est orienté le sens positif du courant.

$u_R(t) = Ri(t)$. D'où : $u_S + Ri = u_E$

Or, $i = \frac{dq}{dt}$ et $u_S = \frac{q}{C}$, ce qui équivaut : $q = Cu_S$. Donc, $u_R = RC \frac{du_S}{dt}$.

Ceci conduit à l'équation différentielle en u_S : $u_S + RC \frac{du_S}{dt} = u_E$

C'est une équation différentielle qui fait intervenir u_S et sa dérivée première par rapport au temps. Donc, le filtre RC est du premier ordre.

2°) a) On a $u_S + RC \frac{du_S}{dt} = u_E$

Comme u_E est une fonction sinusoïdale du temps, cette équation admet comme solution particulière : $u_S(t) = U_{sm} \sin(\omega t + \varphi_S)$, traduisant l'évolution de $u_S(t)$ en régime permanent.

Pour déterminer U_{sm} , on recourt à la méthode de Fresnel.

$$u_S(t) \rightarrow \overline{OA_1} \left[U_{sm}, \varphi_S + \frac{\pi}{2} \right]$$

$$RC \frac{du_S(t)}{dt} \rightarrow \overline{OA_2} \left[RC\omega U_{sm}, \varphi_S + \pi \right]$$

$$u_E(t) \rightarrow \overline{OA} \left[U_{Em}, \frac{\pi}{2} \right]$$

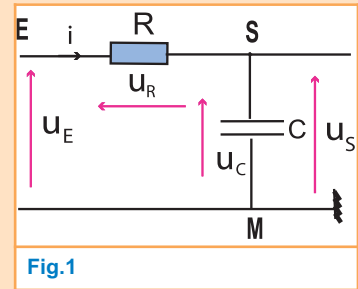


Fig.1

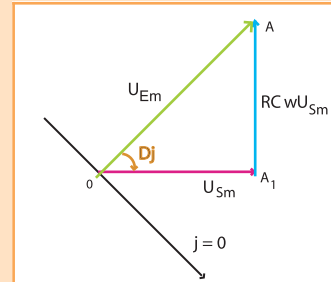


Fig.2

\overline{OA} , $\overline{OA_1}$, et $\overline{OA_2}$ sont tels que : $\overline{OA_1} + \overline{OA_2} = \overline{OA}$ car $u_E = u_S + RC \frac{du_S(t)}{dt}$

D'où la construction de Fresnel de la figure 2. Le triangle OA_1A étant rectangle en

A_1 , on a : $U_{Em}^2 = U_{sm}^2 + (RC\omega U_{sm})^2$. D'où, $U_{sm} = \frac{U_{Em}}{\sqrt{1 + (2\pi RCN)^2}}$ car $\omega = 2\pi N$.

b) On a $T = \frac{U_{sm}}{U_{Em}}$. Donc, $T = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RCN)^2}}$

$G = 20 \log T$. Donc : $G = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RCN)^2}} \right)$. Finalement : $G = -10 \log [1 + (2\pi RCN)^2]$

3°) a) Pour les basses fréquences ($N \rightarrow 0$), $T \rightarrow 1$.

Pour les hautes fréquences ($N \rightarrow \infty$), $T \rightarrow 0$. Donc, il s'agit d'un filtre passe bas.

b) La fréquence de coupure haute à -3 dB du filtre passe bas est telle que : $G = G_0 - 3\text{dB}$.

Ce qui signifie : $-10\log\left[1+(2\pi RCN)^2\right] = -3$, car $G_0 = 0\text{ dB}$. Par suite, $1+(2\pi RCN)^2 = 10^{0,3}$.

D'où, $2\pi RCN = \sqrt{10^{0,3} - 1} = 0,998 \approx 1$. Donc, $N_h = \frac{1}{2\pi RC}$.

A.N. : $N_b = 995\text{ Hz}$.

c) $\text{tg}(\varphi_S - \varphi_E) = -\frac{N}{N_h}$. Or, $N = N_h$. Alors, $\text{tg}(\varphi_S - \varphi_E) = -1$. D'où, $\varphi_S - \varphi_E = -\frac{\pi}{4}\text{ rad}$

Avec $\varphi_E = \frac{\pi}{2}\text{ rad}$, on trouve : $\varphi_S = \frac{\pi}{4}\text{ rad}$.

II - 1°) Le schéma du filtre passe haut est celui de la figure 3 ci-contre.

2°) a) Etant caractérisée par un gain élevé pour les hautes fréquences, la courbe (1) est bien la courbe de réponse du filtre passe haut CR.

b) La fréquence de coupure basse du filtre est : $N_b = 2\text{ kHz}$.

On a $N_b = \frac{1}{2\pi R'C}$, ce qui donne : $R' = \frac{1}{2\pi N_b C}$.

A.N. : $R' = 80\ \Omega$

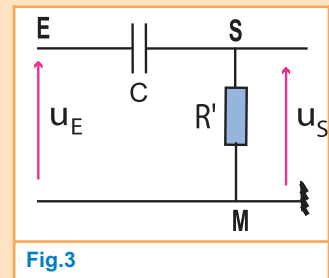


Fig.3

III - 1°) a) $Q = \frac{L\omega_0}{R}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Avec $C = 0,5\text{ nF}$ et $L = 9,8\text{ mH}$, $\omega_0 = 451,754 \cdot 10^3\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, ce qui donne : $Q = 11,96 \approx 12$

b) On a : $\Delta N = \frac{N_0}{Q}$. Or, $N_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, ce qui donne : $N_0 = 71,935\text{ kHz} \approx 72\text{ kHz}$.

D'où : $\Delta N = 6,014\text{ kHz} \approx 6\text{ kHz}$.

c) Avec sa valeur 12, le facteur de qualité Q est nettement supérieur à 1.

Donc, le filtre est sélectif.

2° méthode : Le fait que la valeur de ΔN est très petite devant celle de N_0 permet aussi d'affirmer que le filtre est sélectif.

2°) a) La fréquence de coupure basse a pour expression : $N_b = \frac{N_0}{2Q}(-1 + \sqrt{1 + 4Q^2})$

$Q = 12$. D'où, $4Q^2 \gg 1$. Par suite : $N_b \approx \frac{N_0}{2Q}(-1 + 2Q) = N_0 - \frac{N_0}{2Q}$

$$N_b \approx N_0 - \frac{\Delta N}{2}$$

$N_b = N_h - \Delta N$. Donc, $N_h \approx N_0 + \frac{\Delta N}{2}$

b) Applications numériques :

$$N_b = 68,9\text{ kHz} ; N_h = 74,9\text{ kHz}$$

Exercices à résoudre

Tests rapides des acquis

1 Items "vrai ou faux"

Evaluer les propositions suivantes par vrai ou faux.

- 1- Un filtre passe bas est une portion de circuit ayant pour fonction le filtrage des signaux dont les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure haute.
- 2- On appelle fréquence de coupure d'un filtre électrique toute fréquence arrêtée par le filtre.
- 3- Un filtre passif a pour fonctions le filtrage et l'amplification.
- 4- Le filtre actif passe bas peut amplifier les signaux de fréquence inférieure à sa fréquence de coupure basse.

- 5- La réponse d'un filtre passe bas à un signal sinusoïdal de fréquence donnée est un signal sinusoïdal de fréquence plus basse.
- 6- A la sortie d'un filtre passe haut réalisé par un résistor et un condensateur, le signal récupéré est déphasé de 45° par rapport à l'entrée.
- 7- La fréquence de coupure d'un filtre réalisé avec un résistor et un condensateur ne dépend que de R et C.
- 8- La bande passante d'un filtre passe bande est d'autant plus étroite que le facteur de qualité du circuit est plus petit.

2 Questions à Choix Multiples

Préciser pour chacune des questions suivantes, la (ou les) proposition(s) juste(s).

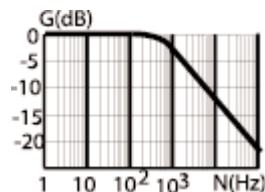
■ I- Sachant que la courbe de réponse d'un filtre donné a la forme représentée ci-dessous, s'agit-il d'un filtre :

- a- passe haut ;
- b- passe bas ;
- c- passe bande.



■ II- Soit la courbe de réponse ci-dessous d'un filtre en gain :

- a- il s'agit d'un filtre :
 - a-1- passe bas ;
 - a-2- passe bande ;
 - a-3- passe haut.



b- sa fréquence de coupure est :

- b-1- 1000 Hz ;
- b-2- 1100 Hz ;
- b-3- 1200 Hz.

c- sa bande passante est :

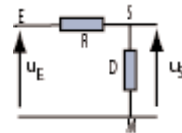
- c-1- $[0 ; 1000 \text{ Hz}]$;
- c-2- $[1100 \text{ Hz} ; \infty]$;
- c-3- $[1000 \text{ Hz} ; \infty]$.

■ III- Pour un filtre actif passe bas, on a :

- a- U_{Sm} toujours inférieure à U_{Em} ;
- b- U_{Sm} toujours supérieure à U_{Em} ;
- c- U_{Sm} inférieure ou supérieure à U_{Em} .

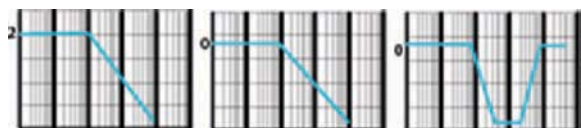
■ IV- A très haute fréquence, on a pour le filtre schématisé ci-dessous $U_{Sm} = U_{Em}$. Le dipôle D est alors :

- a- un résistor ;
- b- un condensateur ;
- c- un amplificateur opérationnel.



■ V- Parmi les courbes de réponse $G = f(N)$ ci-dessous d'un filtre, celle d'un filtre passe bas actif peut être :

- a- la courbe (1) ;
- b- la courbe (2) ;
- c- la courbe (3).



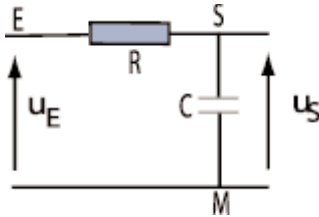
courbe (1)

courbe (2)

courbe (3)

Exercices d'application

- 3** Pour le filtre schématisé ci-après, on donne : $C = 0,1\mu\text{F}$ et $R = 1,59\text{ k}\Omega$.



La tension d'entrée est : $u_E(t) = U_{Em}\sin(\omega t)$.

1°) a) Sachant que le filtre est linéaire, écrire l'expression de la tension de sortie u_S en fonction du temps.

b) Établir l'expression de la fonction de transfert.

c) En déduire l'expression du gain G du filtre en décibels .

2°) a) Reproduire le tableau suivant et calculer le gain G pour les fréquences qui y figurent:

N(Hz)	10	100	200	500	1000	10^4	10^5
G(dB)							

b) Tracer sur papier semi-logarithmique la courbe $G = f(N)$ et dire en le justifiant s'il s'agit d'un filtre passe haut, passe bas ou passe bande.

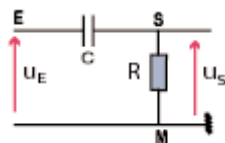
c) Déterminer graphiquement la fréquence de coupure du filtre et déduire la largeur de sa bande passante.

3°) a) Déterminer le déphasage $\Delta\varphi$ de u_S par rapport à u_E pour la fréquence $N = 1\text{ kHz}$.

b) En déduire l'expression de la tension de sortie u_S en fonction du temps. On donne $U_E = 2\text{ V}$.

- 4** On considère le filtre schématisé ci-dessous où $R = 1\text{ k}\Omega$ et $C = 10\text{ nF}$.

A l'entrée du filtre, est appliquée une tension sinusoïdale d'amplitude fixe et de fréquence N réglable.



1°) Quelle est la nature du filtre ?

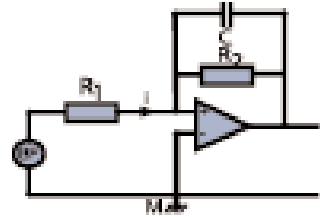
2°) Déterminer sa fonction de transfert T et calculer sa valeur pour $N = 0\text{ Hz}$ et N infinie.

3°) Déterminer la fréquence de coupure N_c à 3 dB et en déduire sa bande passante.

4°) Représenter approximativement l'allure de la courbe $G = f(N)$ pour $0,1 N_c < N < 10 N_c$.

- 5** Avec un amplificateur opérationnel supposé idéal, deux résistors R_1 et

R_2 et un condensateur de capacité C , on réalise le filtre schématisé ci-contre.



A l'entrée du filtre, est appliquée une tension sinusoïdale délivrée par un générateur BF, d'amplitude U_{Em} fixe et de fréquence N réglable.

1°) Déterminer la fonction de transfert du filtre.

2°) Quelle est la nature du filtre ?

3°) Calculer la fréquence de coupure à - 3dB sachant que $R_2 = 5R_1 = 1\text{ k}\Omega$ et $C = 0,01\text{ }\mu\text{F}$.

4°) a) Donner l'expression du gain G du filtre.

b) Calculer G_{Max} et dire en le justifiant si le filtre est actif ou passif.

c) Donner l'allure de la courbe $G = f(N)$ en y indiquant les points remarquables.

- 6** A l'aide d'un résistor de résistance R , d'un condensateur de capacité C et d'une bobine d'inductance L et de résistance r , on désire réaliser un filtre passe bande.

1°) Sachant que les composants sont montés en série, faire le schéma du filtre en précisant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie.

2°) Etablir la connexion nécessaire d'un oscilloscope bicourbe permettant de visualiser sur la voie Y_1 la tension d'entrée et sur la voie Y_2 une tension proportionnelle à l'intensité du courant.

3°) La tension d'entrée est sinusoïdale d'amplitude fixe et de fréquence N réglable. Représenter l'aspect de l'écran de l'oscilloscope pour une fréquence N quelconque en justifiant la réponse quant au choix de la nature de la tension de sortie.

4°) a) Calculer le facteur de qualité du filtre.

b) Calculer la largeur de sa bande passante.

On donne: $R = 500\text{ }\Omega$; $r = 10\text{ }\Omega$;

$C = 0,05\text{ }\mu\text{F}$; $L = 0,1\text{ H}$.

Exercices de synthèse

7 On réalise un filtre passif avec un résistor de résistance $R = 90 \Omega$, une bobine d'inductance $L = 0,1\text{H}$ et de résistance $r = 10 \Omega$ et un condensateur de capacité $C = 0,5 \mu\text{F}$. L'ensemble est monté en série. La tension de sortie u_S est la tension aux bornes du résistor. A l'entrée du filtre, on applique une tension u_E sinusoïdale de pulsation ω réglable et d'amplitude U_{Em} fixe.

1°) a) Schématiser le circuit et y indiquer le sens positif choisi pour le courant.

b) Par application de la loi des mailles, écrire la relation entre les tensions aux bornes de chacun des composants du circuit.

2°) a) Établir par une construction de Fresnel, l'expression de l'impédance Z du circuit.

b) Quand dit-on qu'il y a résonance d'intensité? Donner l'expression de la fréquence N_0 correspondante pour qu'il en soit ainsi. La calculer.

c) Calculer le facteur de surtension Q_0 à la résonance d'intensité.

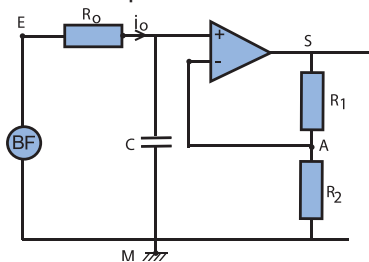
3°) Calculer la transmittance T du filtre à la fréquence N égale à $2N_0$.

4°) a) Exprimer les fréquences de coupure N_1 et N_2 ainsi que la largeur ΔN de la bande passante du filtre en fonction de Q_0 et N_0 .

Calculer N_1 , N_2 et ΔN .

b) Calculer le facteur de qualité Q et le comparer à Q_0 .

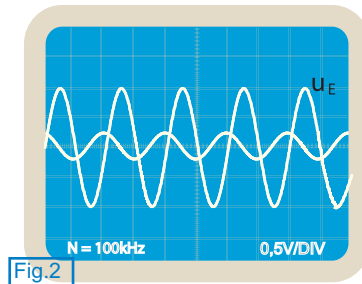
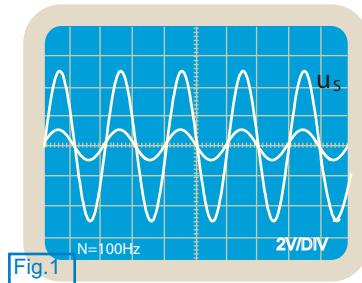
8 Lors d'une séance de TP, les élèves disposent d'un amplificateur opérationnel supposé idéal, des résistors R_0 , R_1 et R_2 , d'un condensateur de capacité C , d'un générateur BF et d'un oscilloscope bicourbe. Ils ont pour objectif l'étude expérimentale du filtre actif schématisé par la figure ci-contre.



1°) Schématiser le montage en faisant apparaître les branchements à l'oscilloscope permettant la visualisation de la tension d'entrée u_E sur sa voie Y_1 et de la tension de sortie u_S sur sa voie Y_2 .

2°) Au moment de la réalisation pratique du montage, l'un des élèves dit au professeur qu'il manque un générateur pour que le montage soit fonctionnel. Cet élève a-t-il raison? justifier la réponse.

3°) Le montage est réalisé et mis en fonction en présence du professeur. Ce dernier demande aux élèves de déterminer rapidement la nature du filtre. Ils proposent alors de visualiser simultanément la tension d'entrée u_E et celle de sortie u_S , une fois pour une fréquence faible et une autre fois pour une fréquence très élevée. En passant à l'essai, ils obtiennent les deux aspects de l'écran des figures 1 et 2 pour une amplitude de la tension d'entrée : $U_{Em} = 1\text{V}$.



a) Montrer que ce résultat est suffisant pour conclure que le filtre actif réalisé est passe bas.

b) En déduire une valeur approchée du maximum de sa fonction de transfert.

c) Calculer la valeur maximale du gain correspondant en dB.

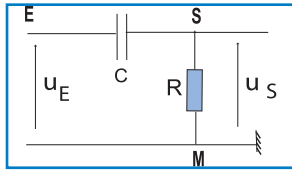
4°) a) Établir l'expression de la fonction de transfert du filtre en fonction de R_0 , R_1 , R_2 , C et la pulsation ω de la tension u_E .

b) Calculer les valeurs limites de T correspondant respectivement aux très petites et aux très grandes pulsations.

5°) Exprimer puis calculer la fréquence de coupure haute N_h .

6°) Tracer l'allure de la courbe $T = f(N)$.

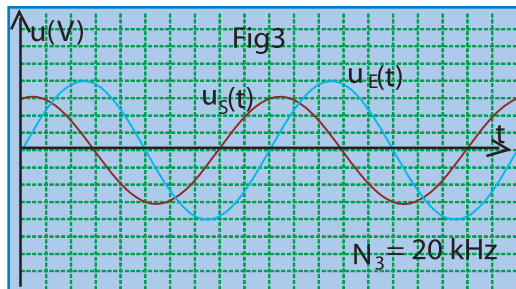
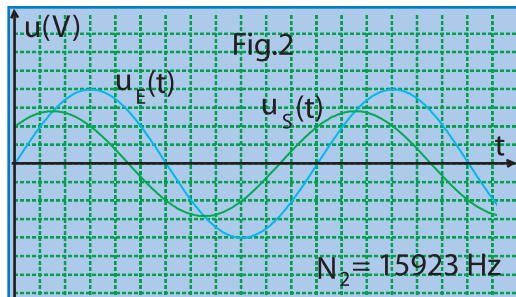
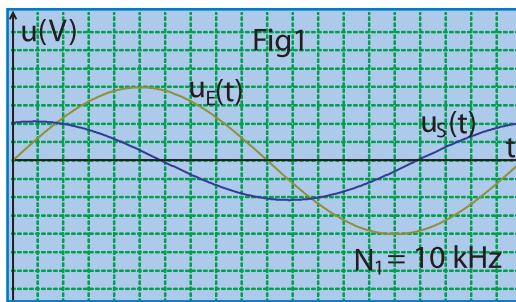
9 On considère le filtre schématisé ci-dessous avec $C = 10 \text{ pF}$ et $R = 1 \text{ k}\Omega$.



La tension d'entrée est une fonction sinusoïdale du temps de fréquence N réglable :

$$u_E(t) = 4\sin(2\pi Nt).$$

A l'aide d'un dispositif approprié, on trace la courbe $u_S(t)$ pour trois valeurs différentes de N comme il est montré dans les figures 1, 2 et 3.



1°) Déterminer l'expression de la tension d'entrée u_E en fonction du temps.

2°) Etablir l'expression de u_S en fonction de t pour la fréquence N_2 .

3°) a) Compléter le tableau suivant où U_{Sm} est la valeur maximale de la tension de sortie, T est la transmittance du filtre et G est son gain.

N	N_1	N_2	N_3
U_{Sm} (V)			
T			
G(dB)			

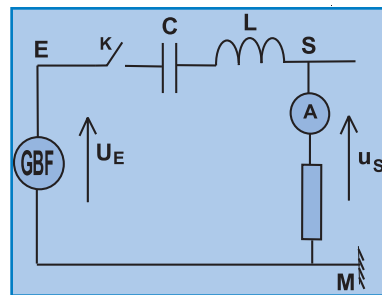
b) Préciser le sens des variations de U_{Sm} , T et G lorsque la fréquence N augmente.

c) Dire en le justifiant si le filtre est passe bas, passe haut ou passe bande.

d) Dire pourquoi il est possible de déduire les valeurs limites de U_{Sm} , T et G lorsque N tend vers 0 et non lorsque N tend vers l'infini.

10 On considère le circuit RLC série schématisé ci-dessous. Il est alimenté par un générateur BF délivrant à ses bornes une tension sinusoïdale de fréquence N réglable de 5 à 85 MHz :

$$u_E(t) = 100\sqrt{2}\sin(2\pi Nt)$$



On donne : $R = 50 \Omega$, $L = 1 \mu\text{H}$, $C = 10 \text{ pF}$.

1°) On se propose de déterminer expérimentalement le type du filtre (passe bas, passe haut ou passe bande).

Le tableau suivant donne la valeur efficace I de l'intensité du courant pour différentes valeurs de N .

a) Reproduire le tableau et y ajouter une ligne pour le calcul de la valeur efficace U_S de la tension de sortie u_S aux bornes du résistor.

N(MHz)	5	20	50.3	70	85
I(A)	0,032	0,149	2	0,458	0,285

b) Tracer la courbe de réponse $U_S = f(N)$.

c) Décrire brièvement l'allure de la courbe tracée et conclure quant à la nature du filtre.

2°) On se propose maintenant de voir comment un filtre permet la transmission du signal avec faible ou forte atténuation. Pour cela, on pense aux comportements des composants du circuit vis à vis de la fréquence N .

2.1- Comportement du condensateur

a) Écrire l'expression l'impédance du condensateur en fonction N , C et en déduire celle de la tension efficace U_C entre ses bornes.

b) Compléter le tableau suivant :

$N(\text{MHz})$	5	20	50,3	70	85
$Z_C(\Omega)$	3183		316		187
$U_C(\text{V})$		118,6		104	

c) Comment varie l'impédance Z_C du condensateur lorsque N augmente ?

d) Étudier le comportement du condensateur en régime sinusoïdal dans les deux cas limites de la fréquence : le cas où N tend vers zéro et le cas où N tend vers l'infini.

2.2- Comportement de la bobine

a) Écrire l'expression de l'impédance Z_L de la bobine en fonction de L et N et en déduire celle de la valeur efficace U_L de la tension $u_L(t)$ aux bornes de la bobine.

b) Compléter le tableau qui suit :

$N(\text{MHz})$	5	20	50,3	70	85
$Z_L(\Omega)$		126		440	
$U_L(\text{V})$	0,98		632		53,3

c) Comment varie l'impédance de la bobine lorsque la fréquence N augmente ?

d) Étudier le comportement de la bobine en régime sinusoïdal dans les mêmes cas limites de la fréquence.

e) Comparer les comportements de la bobine et du condensateur en régime sinusoïdal.

2.3- Comportement du circuit

a) Écrire l'expression de l'impédance Z du circuit en fonction de R , L , C et N ; en déduire celle de la valeur efficace U_S de $u_S(t)$.

b) Compléter le tableau :

$N(\text{MHz})$	5	20	50,3	70	85
$Z(\Omega)$	3152	671		218	350
$U_S(\text{V})$	1,858	7,45		22,9	14,25

c) Décrire brièvement les variations de la tension de sortie u_S en fonction de N et donner une interprétation en se basant sur l'impédance pour expliquer le principe de fonctionnement du filtre passe bande.

3°) On demande de calculer la valeur maximale :

a) de la fonction de transfert.

b) du gain en décibel.

4°) Déterminer la bande passante à -3db du filtre.

11 Étude de texte

Filtres et musique Techno

Les filtres sont très utilisés en musique techno, où ils sont généralement modifiés en temps réel afin de rendre les parties répétitives "vivantes" et excitantes, et en trip-hop (genre de musique électronique sur laquelle se greffent le jazz, le rock...), où l'atténuation des basses donne un son dit rétro.

Suivant le domaine sur lequel le filtre doit agir, on distingue le filtre passe-bas (Low Pass), le filtre passe-bande (Band Pass) et le filtre passe-haut (Hi Pass). Les filtres passe-bas et passe-haut sont destinés aux extrémités de la plage de fréquence, alors que le passe bande agit "à l'intérieur". En plus de ces trois types, il y a le filtre réjecteur de bande, encore appelé "notch". Ce dernier est aussi beaucoup utilisé en musique techno. C'est aussi celui ci qu'on utilise en karaoké pour atténuer la voix du chanteur sur les morceaux choisis.



Dans tous les cas, l'atténuation d'un filtre est toujours multiple de 6 dB par octave. Un filtre ayant une atténuation maximale de 6 dB par octave est à peine plus puissant qu'un égaliseur, mais la plupart des filtres proposent 12 ou 24 dB. A partir de 3 dB, l'atténuation devient audible. Cette valeur est très connue sous le nom anglosaxon "Cut Off". Le Cut off peut être déplacé par l'utilisateur afin d'atténuer une bande de fréquences plus ou moins large.

Questions

1°) Qu'est-ce qui montre dans le texte que le filtre réjecteur de bande est le complémentaire du filtre passe bande ?

2°) Que désigne-t-on par cut off et quel nombre, le filtre passe bande en possède-t-il ?

3°) Parmi les filtres qui proposent une atténuation comprise entre 12 et 24 dB, quels sont ceux les plus performants ?

En savoir plus

TECHNOLOGIES DES FILTRES

On peut classer les filtres à partir de la forme de leur fonction de transfert ou par le comportement des éléments passifs qui composent le filtre. Les filtres les plus courants sont de l'un des quatre types suivants : passe-bas, passe-haut, passe-bande ou réjecteur de bande.

Techniquement, un filtre peut être réalisé de manière passive, active ou numérique.

Filtres passifs

Les filtres passifs se caractérisent par l'usage exclusif de composants passifs (résistors, condensateurs, bobines). Par conséquent, leur transmittance ne peut excéder l'unité. Autrement dit, ils ne peuvent qu'atténuer en partie des signaux, mais pas les amplifier.

Les réalisations les plus simples sont basées sur des circuits RC, RL, LC ou Circuit RLC. Mais, il est bien sûr permis d'augmenter la complexité du filtre (et le nombre de composants). Moins il y aura de composants, plus il sera délicat d'être sélectif : l'atténuation se fera progressivement. Avec plus de composants, on peut espérer couper plus brutalement une fréquence en touchant moins les voisines.

Les filtres passifs sont rarement sujet à des phénomènes de saturation (hormis quelques cas de bobines avec noyau), d'où par exemple leur usage dans les enceintes de haut-parleurs. De plus, ils peuvent exister dans toutes les gammes de fréquences (d'où leur usage dans certains circuits haute fréquence comme en radio par exemple). Toutefois, un même circuit peut difficilement couvrir à lui seul une très large gamme de fréquences car le choix d'un type de bobine ou de condensateur dépend de la fréquence. C'est faisable mais plus complexe. Citons l'exemple du condensateur électro-chimique : bien adapté aux basses fréquences, il devient assez vite inductif avec l'augmentation de la fréquence (il perd son comportement capacitif). Une bobine est constituée d'un fil et est donc très conductrice en basse fréquence. Par contre, elle s'oppose au passage des hautes fréquences. Les condensateurs font l'inverse (isolant en basse fréquence, conducteur en haute fréquence). Les résistors ne sélectionnent pas les fréquences à eux seuls, mais permettent de définir les constantes de temps d'un circuit en limitant plus ou moins les courants.

Au-delà de 100 MHz, les inductances sont souvent constituées par un simple fil sinueux ou des bandes de métal, et les condensateurs par des bandes de métal superposées (stubs). Pour les filtres du second ordre, il est possible de définir un facteur de qualité, c'est-à-dire le rapport entre leur fréquence centrale et leur bande passante, attention ceci n'est valable que pour un passe bande. Un filtre ayant une bande très fine par rapport à sa fréquence centrale sera considéré comme très sélectif ou de grande qualité.

Le circuit est soumis à plus ou moins de bruits parasites apparaissant dans les signaux.

Cela dépend des composants employés : bruit thermique très faible dans les conducteurs ohmiques, bruit assez faible dans les condensateurs, mais sensibilité aux champs magnétiques plus importante avec les bobines.

Pour être complet, il convient de mentionner les filtres à quartz, les filtres SAW (Surface Acoustic Waves, «onde acoustique de surface»), les filtres céramiques et les filtres mécaniques, qui font aussi partie des filtres passifs.

Filtres actifs

Les filtres actifs se caractérisent par l'usage d'au moins un composant actif (par exemple transistor, amplificateur opérationnel, ou autre circuit intégré...).

Ces filtres ont l'avantage de pouvoir se passer de bobines qui coûtent cher, difficilement miniaturisables et imparfaites (résonances propres, sensibilité aux parasites...). De plus ils ont un gain qui peut être positif (ils peuvent amplifier).

Ce type de filtre convient bien aux signaux de faible amplitude et de faible puissance. Les filtres actifs sont donc largement utilisés dans les amplificateurs audio et instruments électroniques de toutes sortes. Cependant, contrairement aux filtres passifs, ils nécessitent une alimentation électrique et sont limités en amplitude (saturation). Aujourd'hui ils peuvent couvrir de larges bandes de fréquence. Les composants actifs (ainsi que les résistors dans une moindre mesure) peuvent introduire du bruit parasite, ce qui, au-delà d'un certain seuil, peut être gênant. Toutefois, ce bruit peut souvent être maîtrisé.

Filtres numériques

Les filtres numériques se caractérisent par le traitement entièrement numérique du signal. Ils traitent un flot continu d'informations (comme par exemple celui lu sur un CD audio) et calculent en temps réel un nouveau flot de données sortantes, qui correspondent au signal filtré désiré.

Ces filtres ont l'avantage de pouvoir être intégrés dans des circuits numériques miniaturisables à l'extrême, tels des processeurs (Digital Signal Processors, DSP en particulier) et de ne nécessiter quasi aucun composant analogique, ce qui garantit des caractéristiques strictement reproductibles d'un appareil à l'autre : en d'autres termes, la précision est bien meilleure puisqu'il y a moins de composants analogiques.

Ils permettent d'obtenir des caractéristiques spectrales dont certaines ne peuvent être reproduites par aucun filtre analogique (actif ou non) : par exemple, ils peuvent être très sélectifs ou éliminer toute une série de composantes harmoniques (filtre en peigne). C'est uniquement une question de calcul mathématique.

Ils sont dorénavant très utilisés dans l'électronique moderne où l'analogique cède le pas au numérique. La plupart des signaux étant numériques, ils sont traités directement comme tels.

Autres technologies

- Filtres piézoélectriques

Les qualités piézoélectriques de certains matériaux, comme le quartz, peuvent être utilisées dans la conception de filtres. Les filtres à quartz possèdent un facteur de qualité élevé et une très bonne stabilité en température.

- Filtres SAW

Un filtre SAW est un système électromécanique utilisé généralement dans des applications utilisant les ondes radio. Les signaux électriques sont convertis en onde mécanique par un cristal piézoélectrique. Cette onde est retardée lors de sa propagation dans le cristal, puis reconvertie en signal électrique. Les sorties retardées sont recombinaées pour produire une implémentation d'un filtre à réponse impulsionnelle finie.

- Filtres atomiques

Pour des fréquences et une précision plus élevées, il est possible d'utiliser les modes vibratoires d'atomes. Les horloges atomiques utilisent des masers[⊙] à césium comme filtres à très haut facteur de qualité afin de stabiliser leurs oscillateurs primaires. Une autre méthode, utilisée pour des fréquences élevées et fixes sur des signaux radio très faibles, est d'utiliser un maser à rubis.

D'après www.techno-science.net

⊙MASER (Sigle de l'expresion anglaise : Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation) :
Amplificateur de micro-ondes par émission stimulée de rayonnement électromagnétique invisible.

Objectifs

- ◆ Reconnaître un multivibrateur astable.
- ◆ Réaliser un montage de multivibrateur astable.
- ◆ Visualiser les chronogrammes d'un multivibrateur astable.
- ◆ Tracer les chronogrammes d'un multivibrateur astable.
- ◆ Interpréter les chronogrammes d'un multivibrateur astable.
- ◆ Relever les deux niveaux de sortie d'un multivibrateur astable.
- ◆ Calculer la période du signal généré par un multivibrateur astable.
- ◆ Calculer le rapport cyclique δ d'un multivibrateur astable.

Prérequis

SAVOIR	SAVOIR FAIRE
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Définir un oscillateur. ◆ Citer les propriétés caractéristiques d'un amplificateur opérationnel idéal. ◆ Citer des exemples de portes logiques. ◆ Décrire le principe de fonctionnement d'une porte logique NAND. ◆ Citer un montage comparateur à un seuil de basculement. ◆ Décrire la réponse d'un dipôle RC à un échelon de tension. ◆ Ecrire l'équation différentielle régissant la réponse d'un dipôle RC à un échelon de tension. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Utiliser un oscilloscope bicourbe. ◆ Déterminer la période d'un signal périodique. ◆ Reconnaître un signal sinusoïdal. ◆ Reconnaître la caractéristique de transfert d'un amplificateur opérationnel. ◆ Etablir l'expression de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée de quelques montages à amplificateur opérationnel. ◆ Expliquer le fonctionnement des portes logiques NO et NAND et tracer leurs chronogrammes.