Fonction de transfert :

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$$

Pour RC

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_c}{Z_c + R}$$

$$= \frac{1}{\frac{R}{Z_c} + 1}$$

$$= \frac{1}{1 + jC\omega R}$$

$$= \frac{1}{1 + jx}$$

Pour RL

$$T(j\omega) = \frac{R}{Z_L + R}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{jL\omega}{R}}$$

$$= \frac{1}{1 + j\cancel{x}}$$

$\omega_c = \frac{R}{L}$

$, x = \frac{\omega}{\omega_c}$

$\omega_c = \frac{1}{RC}$

② -

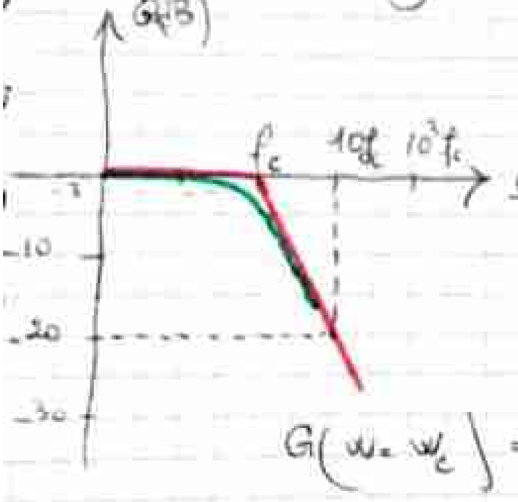
$f_c = 200\,Hz$ $\qquad \omega_c = 2\pi f_c$

Pour (RC), $C = \frac{1}{2\pi f_c R}$

(RL) : $L = \frac{R}{2\pi f_c}$

AN.

③ - Courbe de gain : (dB).



$G(\omega = \omega_c) = G_{max} = -3\,dB$

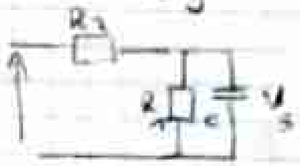
filtre passe bas du 1er ordre

(20 dB)/décade

passe haut du 2ème ordre + 40 dB/décade

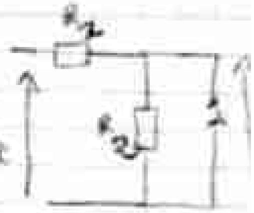
La Bande passante : $[0, f_c]$.

Exercice 2 :

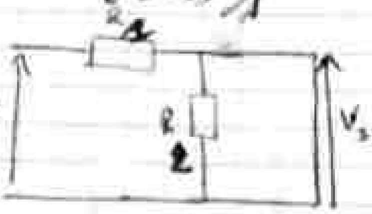


① en BF. $(\omega \to 0)$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_s}{V_e}$$



en HF ~~[illegible]~~



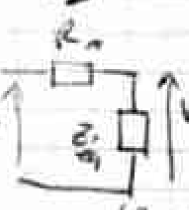
$V_s = 0$

Donc il s'agit d'un filtre passe bas du premier ordre.

② -

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + R_1}$$

$$= \frac{1}{1 + R_1/Z_{eq}}$$



avec $Z_{eq} = \frac{Z_c \cdot R_2}{Z_c + R_2}$ $\quad (R_1$

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + R_1\left(\frac{Z_c + R_2}{Z_c \cdot R_2}\right)}$$

$$= \frac{1}{1 + R_1/R_2 + \frac{R_1}{Z_c}}$$

* La courbe de phase:

$\varphi = \arg T(j x) = \arg\left(\frac{1/2}{1+jx}\right)$

$\Rightarrow \varphi = \arg\left(\frac{1}{2}\right) - \arg(1+jx)$

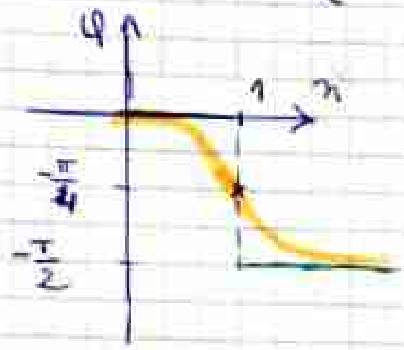
en BF : $x \ll 1$

$\varphi \to 0$

en HF $x \gg 1$.

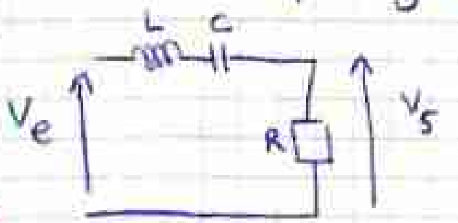
$\varphi \to -\frac{\pi}{2}$

$x = 1$ $\varphi \simeq -\frac{\pi}{2}$



Exercice 3:

1) le recepteur radio doit capter les signaux de fréquences allant de 90 KHz et 240 KHz. C.a.d les fréquences entre 90 KHz et 240 KHz vont être favorisée, les autres seront attenuées, Donc le recepteur doit réaliser un filtrage passe bande.



la tension de sortie doit être mesurée au bornes de résistor

(Condensateur = passe bas
bobine = passe haut)

② $T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$

$= \frac{R}{R + Z_L + Z_C}$

$T(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega} + jL\omega}$

$T(j\omega) = \frac{jC\omega}{jC\omega R + 1 + (j\omega)^2 LC}$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$T(j\omega) = \frac{jC\omega R \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0}}{jC\omega R \frac{\omega_0}{\omega_0} + 1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 \omega_0^2 LC}$

$T(j\omega) = \frac{j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) R \sqrt{\frac{C}{L}}}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) R \sqrt{\frac{C}{L}} + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

$= \frac{j \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j R \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

Par comparaison avec la forme canonique d'un filtre passe bande.

$T(j\omega) = \frac{T_0 \times 2jmx}{1 + 2jmx + (jx)^2}$

$T_{max} = 1$ le gain

$m = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$ Le coefficient d'amortissement.

③

$f_0 \in [f_{cB} ; f_{cH}]$

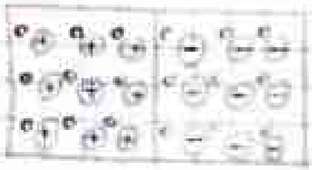
$f_{cB} \leq f_0 \leq f_{cH}$

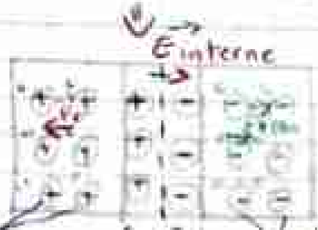
$\rho = \dfrac{1}{e(n\mu_n + p\mu_p)} = 0.45\,\Omega\,cm$

$\sigma = \dfrac{1}{\rho} = 2,2\,\Omega^{-1}\,cm^{-1}$.

Exercice 3.

Z_{CE} ne ~~contient~~ contient jamais des trous ou des électrons





$\vec{F} = q\vec{E}_{int}$

$\vec{F}_e = -e\vec{E}$

atomes dopants donneurs ionisées

Z_{CE}

atomes dopants accepteurs ionisées

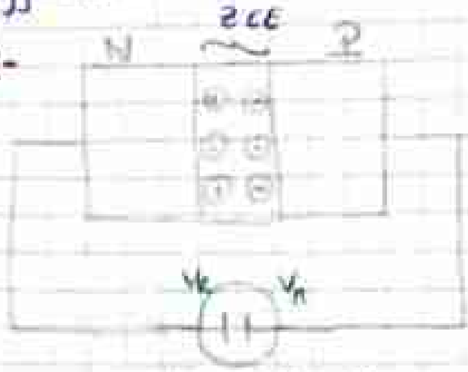
a. zone de charge d'espace ZCE
- zone de depletion
- zone desertée

② il existe des charges au niveau du plan de la jonction ~~est~~ une zone de charge d'espace formé. cette région contient des charges Fixes c-t-à dire des atomes dopants ionisées (donneurs et accepteurs ionisée)

La présence de Z_{CE} entraîne l'existance d'un champ electrique et donc une variation de potentiel.

La différente de potentiel entre ces deux region constitue une barrière de potentiel ce qu'on appelle la tension de diffusion.

3)-



$V_{AK} = V_A - V_K$

$V_{AK} > 0$, la polarisation est directe (disparition de la zone ZCE)

$V_{AK} < 0$ polarisation est inverse (élargement de la zone ZCE)

- en appliquant une polarisation directe, on diminue la hateur de la barrière de potentiel qui existant quand la jonction n'est pas polarisé se qui entraine une diminution de la largeur de ZCE
- en appliquant une polarisation inverse on augmente la hauteur de la barrière de potentiel qui ~~existant quant~~

* diffusion (difference de concentration = le gradient de concentration)
* le champs électrique (due à la différence de Potentiel).

Exercice 4:

Série 3:

Rappel:

Semi Conducteur → Semi conducteur intrinsèque ou pur
→ S.C extrinsèque ou dopé.

S.C type N (e^-): un excès des électrons

S.C type P (e^+): un excès des troup.

Ex 1:

1) Le principe de Base du dopage des semi-conducteurs c'est La methode que permet d'augmenter La densité des électrons ou des troups en injectant des atomes de valence cinq pour le dopage N ou bien les atomes de valence 3 (trivalent) pour le dopage P.

2) - SC dopé (N ou P) reste neutre.

Il y a d'autant de charge ⊕ que de charges négatives. C'est la neutralité électrique.

$$\begin{cases} P + N_D = n + N_A \\ P + N_D = n \end{cases}$$

électron P troup

$N_D \approx n$

3) $\sigma = 1/R = 10\ \Omega^{-1}cm^{-1}$

$\sigma = \sigma_n + \sigma_p$

$= e\,(n\cdot\mu_n + p\,\mu_p)$.

puisqu'il s'agit un SC type N alors, on peut négliger la mobilité des trous devant celle des électrons

1) on: $\sigma = e\,n\,\mu_n$

$n = \dfrac{\sigma}{e\,\mu_n}$

$n = 4,4\times10^{16}$ électrons /cm³.

$n\,p = n_i^2$

$p = \dfrac{n_i^2}{n}$

$p = 5,19\times10^{3}$ trous/cm³.

Ex 2:

Pour un SC intrinsèque.

concentration d'e⁻ $n = p = n_i$ concentration intrinsèque
concentration des trous

$n_i = A\,T^{3/2}\,e^{-E_g/2K_BT}$

$n\,p = n_i^2 = A^2\,T^3\,e^{-E_g/K_BT}$

$K_B = 1,38\times10^{-23}\ J/K$

en eV: $K_B = 8,65\times10^{-5}\ eV/K$

on:

$1\,eV = 1,6\times10^{-19}\ J$ →

$1J = 6,25\times10^{18}\ eV$

$K_B T \xrightarrow{\text{à } 300\,°K} 25,8\ meV$

$= 25,8\times10^{-3}\ eV$

$n_i = 2,55\times10^{19}\ /m^3 = n = P$

f_{cB} 90 kHz —————— f_{cH} 240 kHz

$C_{min} \leq C \leq C_{max}$

$f_0 \leq f_{cH} \Rightarrow \frac{w_0}{2\pi} \leq f_{cH}$

$\Rightarrow \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \leq f_{cH} \Rightarrow$

$C \geq \frac{1}{4\pi^2 . L . f_{cH}^2}$.

d'autre part :

$f_0 \geq f_{cB} \Rightarrow C \leq \frac{1}{4\pi^2 L . f_{cB}^2}$

A N :

$2.6\,nF \leq C \leq 36.6\,nF$

* Pour capter une bande de fréquence allant de 90 à 240 KHz il faut que C varie entre 2.6 nF et 36.6 nF. ($nF = 10^{-9}F$)

(4)

$f_0 = 1000\,MHz$. $\Delta f = 2\,MHz$

$BP = [f_{cH} ; f_{cB}] = f_{cH} - f_{cB}$

on a $W_0 = 2\pi f_0$

$\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_0$

$\Rightarrow \boxed{C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}}$

1 MHz = 10^6 Hz

$C = 2{,}5\,PF$

($1PF = 10^{-12}F$).

$m = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$

$\begin{cases} Q = \frac{w_0}{\Delta W} = \frac{f_0}{\Delta f} \\ Q = \frac{1}{2m} \end{cases}$

$m = \frac{1}{2}\frac{\Delta W}{w_0} = \frac{1}{2}Q$

$Q = 50$.

d'où :

$R = 12.64\,\Omega$

f_{cB} ? f_{cH} ?

on a :

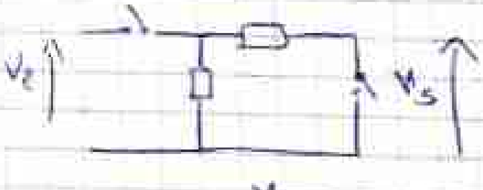
$\begin{cases} f_{cH} - f_{cB} = 2\,MHz \\ f_{cB} \cdot f_{cH} = f_0^2 \end{cases}$

on trouve :

$f_{cB} = 99\,MHz$ et $f_{cH} = 101\,MHz$

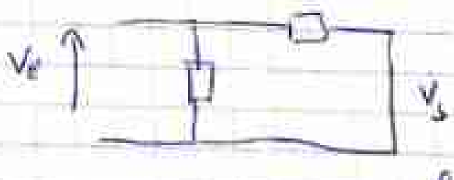
Exercice 4 :

En BF : $w \to 0$

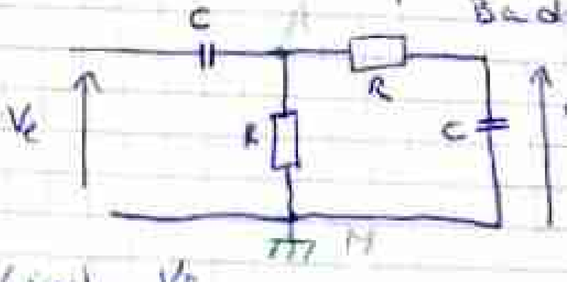


$V_s = 0$

En HF : $w \to \infty$



(2) filtre Passe Bande



$T(jw) = \frac{V_s}{V_e}$

Quadripôle passif :

$Z_{21} = Z_{12}$; $h_{12} = -h_{21}$, $\Delta T = T_{11} T_{22} - T_{12} T_{21} = 1$

N B

$Z_{12} = Z_{21} \Rightarrow$ Quadripôle passif.

$Y_{12} = Y_{21} \Rightarrow$

Quadripôle Symétrique.

$Z_{11} = Z_{22}$ et $Y_{11} = Y_{22}$.

Quadripôle Réciproque $\boxed{\Delta T = 1}$

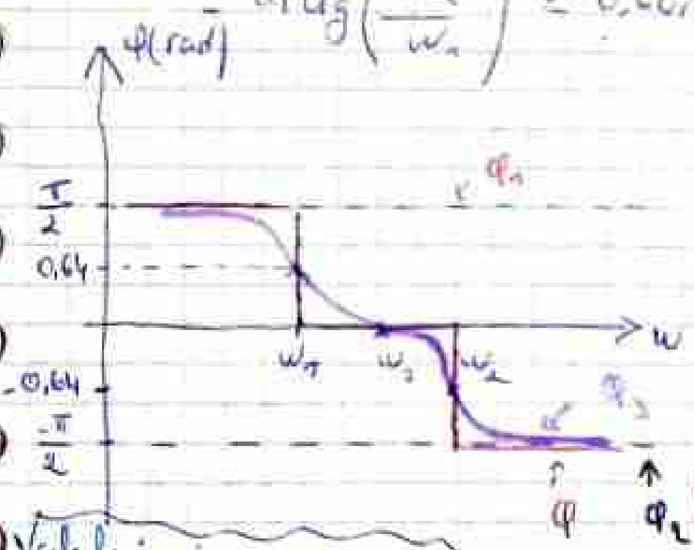
$\varphi(w = w_0) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{w_0}{w_1} -$

$\text{Arg}\left(\frac{w_1}{w_2}\right) \simeq 0.$

$\varphi(w = w_1) = \arg\left(j \frac{w_1}{w_3}\right) - \text{arctg}\left(\frac{w_1}{w_1}\right)$
$- \text{arctg}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)$

$\simeq 36{,}77° \simeq 0{,}64 \text{ rad}.$

$\varphi(w = w_2) = \arg\left(j \frac{w_2}{w_0}\right) - \text{arctg}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)$
$- \text{arctg}\left(\frac{w_2}{w_2}\right) \simeq 0{,}64 \text{ rad}$

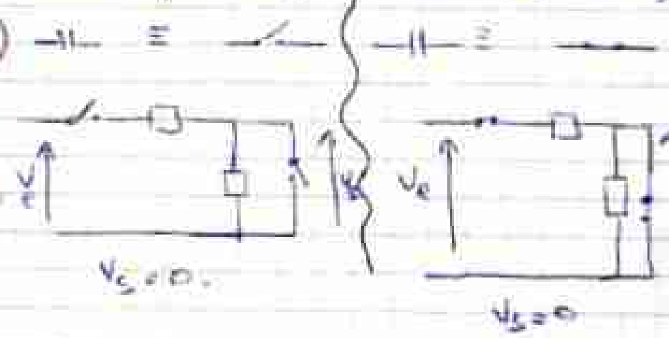


Calculé de façon = $\varphi_s - \varphi_2$.

Exercice 2 :

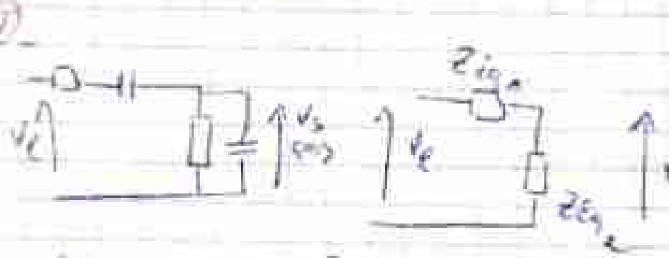
1) en BF | en HF :

$w \to 0$ $(Z_c \to \infty)$ | $w \to \infty$ $(Z_c \to 0)$



il s'agit d'un filtre passe bande.

2)



avec : $Z_{éq} = Z_c + R$

$Z_{éq} = \frac{Z_c R}{R + Z_c}$

en appliquant le diviseur de tension

$T(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_{éq_2}}{Z_{éq_1} + Z_{éq_2}}$

$T(jw) = \frac{1}{3 + \frac{Z_c}{R} + \frac{R}{Z_c}}$

Ex8

$$T(j\omega) = \frac{1}{3 + \frac{1}{jC\omega R} + jC\omega R}$$

$$= \frac{1}{3\left[1 + \frac{1}{3}j\left(C\omega R - \frac{1}{C\omega R}\right)\right]}$$

$$T(j\omega) = \frac{1/3}{1 + \frac{1}{3}j\left(x - \frac{1}{x}\right)}$$

avec : $x = C\omega R = \frac{\omega}{\omega_0}$

$\omega_0 = \frac{1}{CR}$

Par identification $T_0 = T_{max} = \frac{1}{3}$

et $Q = \frac{1}{3}$.

③ - $G_{max} = 20 \log T_{max} = 20 \log \frac{1}{3}$

$G_{max} = -20 \log(3) = -9{,}5\,dB$.

$Q = \arg\left(\frac{1}{3}\right) = 0$.

④ -

① - Les pulsation de coupure verifient les relation suivante.

$$|T(j\omega)| = \frac{T_0}{\sqrt{2}} \quad (= T_{max})$$

$G(\omega = \omega_c) = G_{max} - \underbrace{3\,dB}_{-20\log(\sqrt{2})}$.

$$\Rightarrow \frac{1/3}{\sqrt{1 + \frac{1}{9}\left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} = \frac{1/3}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{9}\left(x - \frac{1}{x}\right)^2 = 1$$

$x^2 - 1 = \pm 3x$.

$$\begin{cases} x_1 = \dfrac{-3 + \sqrt{13}}{2} = \dfrac{\omega_1}{\omega_0} \\ x_2 = \dfrac{3 + \sqrt{13}}{2} = \dfrac{\omega_2}{\omega_0} \end{cases}$$

AN

$$\begin{cases} \omega_1 = 0{,}3\,\omega_0 \\ \omega_2 \simeq 3{,}3\,\omega_0 \end{cases}$$

$BP = [\omega_1, \omega_2]$

$= [0{,}3\omega_0 , 3{,}3\omega_0]$

on a : $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$

$\simeq 3\,\omega_0$

$\frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{1}{3}$, d'où on trouve

l'une des définition de facteur de qualité $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$

⑤ $\varphi = \arg(T_0) - \arg\left(1 + j\frac{1}{3}\left(x - \frac{1}{x}\right)\right)$

$$\varphi(\omega = \omega_1) = \arg\left(1 + j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_1/\omega_0}\right)\right)$$

$$= -\operatorname{arctg}\frac{\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_1/\omega_0}}{3}$$

$$= -\operatorname{arctg}\left(\frac{0{,}3 - 1/0{,}3}{3}\right)$$

$\varphi(\omega = \omega_1) = \frac{\pi}{4}$

$$\varphi(\omega = \omega_2) = -\operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_2/\omega_0}}{3}\right)$$

$\simeq -\frac{\pi}{4}$

⑥ - $x \ll 1$

$$T(\omega) = \frac{1/3}{\sqrt{1 + 1/9\,(x - 1/x)}}$$

$T(w) \to x$

$G \to 20 \log x$

$\varphi \to \frac{\pi}{2}$

$x \gg 1$

$T(w) = \frac{1}{x}$

$G \to -20 \log(x)$

$\varphi \to -\frac{\pi}{2}$

TD N° 3

$\varphi = -\operatorname{arctg}\left(\frac{x - 1/x}{3}\right)$

$= 1{,}4 \text{ rad}$

$V_s(t) = \frac{V_0}{20} \sin(wt + 1{,}42)$

- Pour $V_0 \sin(wt)$

$\frac{w}{w_0} = \frac{1}{2} = x$

$T(w) \to x = \frac{1}{2}$

$\varphi = -\operatorname{arctg}\left(\frac{1/2 - 2}{3}\right) = 0{,}46 \text{ rad}$

$V_s(t) = \frac{V_0}{2} \sin(10wt + 0{,}64)$

- Pour $V_0 \sin(100wt)$

$\frac{w'}{w_0} = 5 = x > 1$

$T(w) \to 1/x$

$\varphi = -\operatorname{arctg}\left(\frac{5 - 1/5}{3}\right)$ ... rad

$V_s(t) = \frac{V_0}{5} \sin(100wt - 1{,}01)$

d'où :

$V_s(t) = \frac{V_0}{20} \sin(wt + 1{,}42)$
$+ \frac{V_0}{2} \sin(100wt + 0{,}46)$
$+ \frac{V_0}{5} \sin(100wt - 1{,}01)$

composante continue

Q_3:
$V_e(t) = \overline{V_0} + V_0 \sin(wt) + V_0 \sin(wt)$
$+ V_0 \sin(100wt)$ composante sinusoïdale

$w = 100 \text{ rad/s}$

$w_0 = \frac{1}{RC} = 2000 \text{ rad/s}$

Si on a un signal d'entrée sous cette forme $V_e(t) = V_{e\,max} \sin(wt)$. Après le filtrage, on obtient un signal de sortie sous cette forme

$V_s(t) = V_{s\,max} \sin(wt + \varphi)$

or $T(w) = |T(jw)| = \frac{V_{s\,max}}{V_{e\,max}}$

$V_{s\,max} = T(w)\, V_{e\,max}$

- $\varphi = \arg T(jw)$.

Donc :
$V_s(t) = T(w)\, V_{e\,max} \sin(wt - \arg T(jw))$

Pour V_0 :

C'est la composante continue de signale.

Le filtre passe bande coupe les composante de basse fréquences et notamment le continue c.à.d il coupe la composante continue.

Pour $V_0 \sin(wt)$.

$\frac{w}{w_0} = \frac{1}{20} = x \ll 1$

$T(w) = \frac{1/3}{\sqrt{1 + 1/9\,(x - 1/x)^2}}$

$T(wj) \to x$.

$\varphi = \operatorname{Arg}(T jw) = \arg\left(1 + j\frac{1}{3}\left(x - \frac{1}{x}\right)\right)$

donc :

$$T(j\omega) = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{1+\frac{jC\omega R_1R_2}{R_1+R_2}}$$

~~donc~~
avec :

$$T_0 = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$\omega_0 = \frac{R_1+R_2}{CR_1R_2}$$

③ La courbe de gain : (en dB).

$\rightarrow R_1 = R_2$.

$T_0 = \frac{1}{2}$ $\qquad \omega_0 = \frac{2}{R_1 C}$

$$T(j\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+jx}$$

• $|T(j\omega)| = T(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$

$G_{dB} = 20 \log (T(\omega))$.

$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{1}{2}\right) - 20 \log \sqrt{1+x^2}$

• en BF $\begin{pmatrix} x \ll 1 \\ \omega \ll \omega_0 \end{pmatrix}$

$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{1}{2}\right) = -6$ dB

asymptote horizontale de pente -6dB

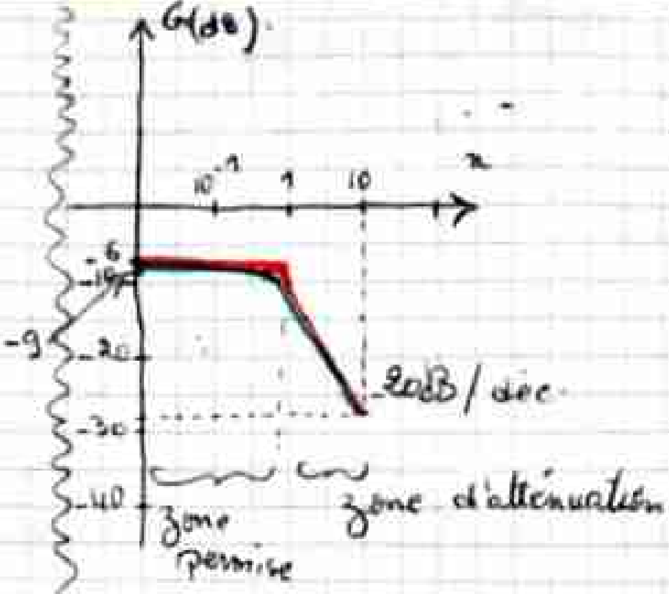
en HF $(x \gg 1)$.

$G_{dB} = -6\text{dB} - 20 \log (x)$.

• pour $\omega = \omega_0$

$G(\omega = \omega_0) = 20 \log 1/2 - 20 \log \sqrt{2}$

$= 9$ dB.



La bande passante :

$[0, \omega_c = 1]$ $\qquad \omega_0 = 2\pi f_0$.

Pulsation de coupure :

$G(\omega = \omega_c) = G_{max} - 3$dB

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

$20 \log \left(\frac{1}{2}\right) - 20 \log \sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

$= 20 \log \left(\frac{1}{2}\right) - 20 \log (\sqrt{2})$

$20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega_c}{\omega_0}}\right) = 20 \log$

$\sqrt{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega_0}\right)^2} = \sqrt{2}$

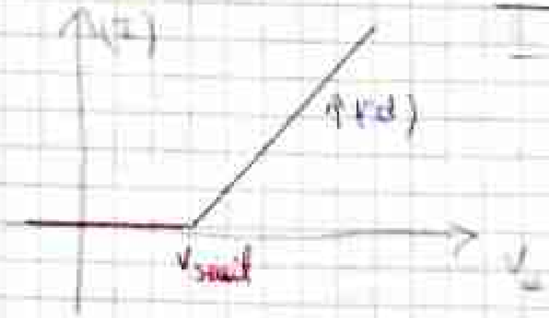
$\omega_c = \omega_0$.

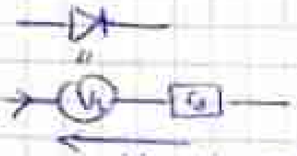
1- $V_s \simeq 0{,}6\ (V)$.

2) une petite variation autour de PT de fonctionnement donne la valeur de la resistance $tg\alpha = \frac{1}{r_d} = \frac{\Delta I}{\Delta V_d}$

$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I} = \frac{0{,}8 - 0{,}65}{150 - 50}$

$r_d = 1{,}5\,\Omega$.





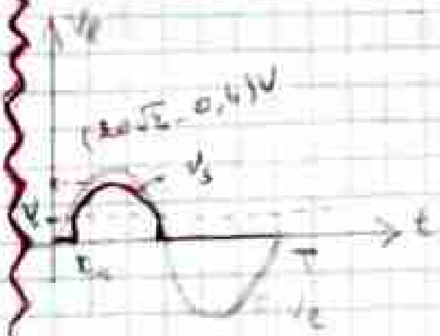
$V_d = V_s + r_d I$

(4) - généralement la diode est un composant non linéaire. pour utiliser les théorèmes relatifs au reseau linéaire, nous devons utiliser des modèles linéaire par morçeau.

Exercice 5:

① $V_e = \frac{20\sqrt{2}}{V_m} \sin(\omega t)$

a. $V_e \geq V_0$



$V_e = 20\sqrt{2} \sin \omega t$ $\quad \omega = \frac{2\pi}{T}$

$t = 0 \quad V_e = 0$

$t = \frac{T}{4} \quad V_e = V_m$

$t = \frac{T}{2} \quad V_e = 0$.

* $V_e > 0$ (alternance positive)

→ $V_e < V_0$: diode bloquée

$V_s = 0$.

* Si $V_e \geq V_0$. la diode est passante. $V_s = V_e - V_0$.

* $V_e < 0$: diode Bloquée.

$V_s = 0$

③ - $\langle V_s \rangle = V_{s\,moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t)\,dt$

on a :

$V_s = V_e \Rightarrow V_0 = 20\sqrt{2} \sin \omega t_1$

$t_1 = \frac{1}{\omega} \operatorname{Arcsin}\left(\frac{V_0}{20\sqrt{2}}\right)$.

d'où :

$V_s = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2} - t_1} (V_e - V_0)\,d$

$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_s^2(t)\,dt}$

F facteur de forme $= \frac{V_{eff}}{V_{s\,moy}}$

$\tau = \sqrt{F^2 - 1}$

$= j\frac{w}{w_0}\left(\frac{1}{1+j\frac{w}{w_1}} \quad \frac{1}{1+j\frac{w}{w_2}}\right)$

avec : $\begin{cases} w_1 = w_0\left(\frac{3-\sqrt{5}}{2}\right) \\ w_2 = w_0\left(\frac{3+\sqrt{5}}{2}\right)\end{cases}$

$\begin{cases} w_1 = 0,38\, w_0 \\ w_2 = 2,61\, w_0 \end{cases}$

avec

$\underbrace{w_1 \cdot w_2 = w_0^2}$

valable lorsqu'on a un circuit de second ordre.

(4) - La courbe de gain en (dB).

$G = 20\log\left(\frac{w}{w_0}\right) - 20\log\sqrt{1+\left(\frac{w}{w_1}\right)^2} - 20\log\sqrt{1+\left(\frac{w}{w_2}\right)^2}$

* $w < w_1$

$G_{(dB)} \to 20\log\left(\frac{w}{w_0}\right)$

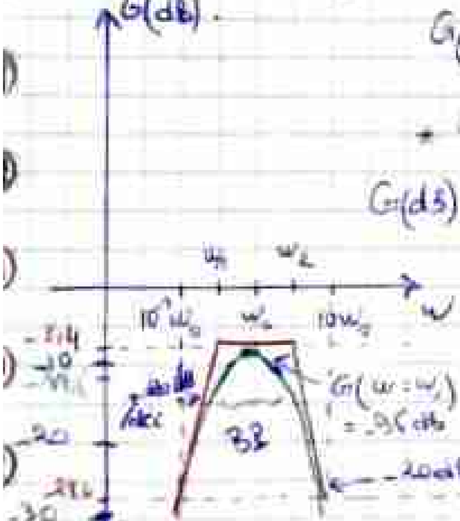
* $w_1 < w < w_0$

$G(dB) \to 20\log\frac{w}{w_0} - 20\log\frac{w}{w_1}$

$= 20\log\frac{w_1}{w_0}$

$\simeq 20\log(0,38)$

$\simeq -8,4$ dB



* $w_0 < w < w_2$

$G_{dB} \Rightarrow 20\log\left(\frac{w}{w_0}\right) - 20\log\left(\frac{w}{w_1}\right)$

$\simeq -8,4$ dB.

* $w > w_2$

$G(dB) \to 20\log\left(\frac{w}{w_0}\right) - 20\log\left(\frac{w}{w_1}\right) - 20\log\left(\frac{w}{w_2}\right)$.

$= 20\log\left(\frac{w}{w_0}\right) - 20\log\left(\frac{w^2}{w_1 w_2}\right)$

$= -20\log\left(\frac{w}{w_0}\right)$.

$G(w=w_0) = -9,55$ dB

$|T(w=w_1)| = \frac{w_1/w_0}{\sqrt{1+\left(\frac{w_1}{w_1}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2}}$

$\simeq 0,26$.

$G(w=w_1) = -20\log(0,26)$.

$\simeq -11,5$ dB.

$T(w=w_2) = \frac{w_2/w_0}{\sqrt{1+\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{w_2}{w_2}\right)^2}}$

$\simeq 0,26$.

$\Rightarrow G(w=w_2) \simeq -11,5$ dB.

* Courbe de phase :

$\varphi = \mathrm{Arg}\,T(jw) = \underbrace{\arg(jx)}_{\varphi_1} + \underbrace{\mathrm{Arg}\left(\frac{1}{1+jx_1}\right)}_{\varphi_2} + \underbrace{\mathrm{Arg}\left(\frac{1}{1+jx_2}\right)}_{\varphi_3}$

$\varphi_1 \xrightarrow{\text{Imaginaire pure}} \frac{\pi}{2}$

φ_2 : en BF $\to 0$; en HF $\to -\frac{\pi}{2}$

φ_3 : en BF $\to 0$; en HF $\to -\frac{\pi}{2}$

$\varphi(w=w_1) = \arg(j) + \arg\left(\frac{1}{1+j\frac{w_1}{w_1}}\right) + \arg\left(\frac{1}{1+j\frac{w_1}{w_2}}\right)$

~~fonction de transfert~~ $\cancel{T(jx) = T_0 \frac{1}{\underbrace{1+jx}_{1^{er}\text{ ordre}}}}$

TD1:

Ex2:

~~$x = -\beta \Rightarrow$ Quadripôle passif~~

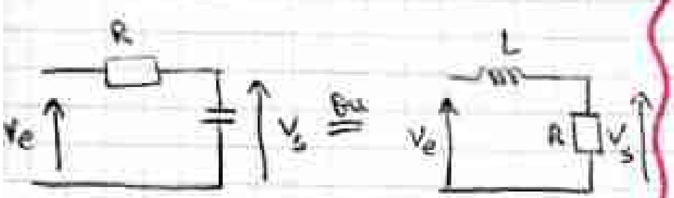
~~matrice impédance~~

~~" admittance.~~

TD2:

Ex1:

on peut réaliser un filtre passe bas du premier ordre avec (RC) ou (RL) en série.



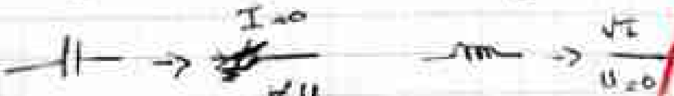
(Si on branche la tension de sortie en R (1er cas) ou dans L (2ème cas) ça devient un filtre passe haut).

pour vérifier s'il s'agit d'un filtre passe bas ou non il suffit d'étudier son comportement en BF et HF.

* En BF ($w \to 0$).

$Z_c = \frac{1}{jC w}$ et $Z_L = jLw$

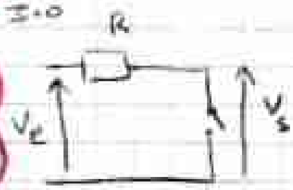
$Z_c \to \infty$ $\qquad Z_L = 0$.

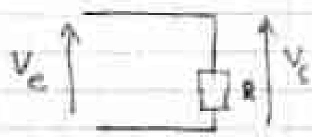


interrupteur ouvert $\qquad$ un fil.

en BF

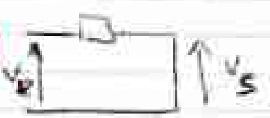
pour (RC). $\qquad$ pour RL.

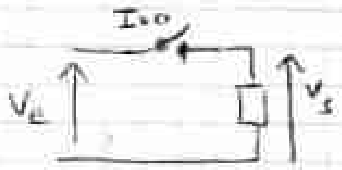




$V_e = V_s$ $\qquad$ $V_s = V_e$

en HF





$V_s = 0$. $\qquad$ $V_s = 0$.

donc il s'agit bien d'un filtre passe bas.

(filtre de premier ordre: un seul composant réactif).

La forme canonique d'un

$$T(jx) = \frac{T_0}{1 + j\frac{w}{w_0}^{①}}$$

la puissance = 1er ordre

en nœud A. on peut appliquer le théorème de Millman:

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_c} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{Z_c} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R}}$$

$$V_A = \left(\frac{V_e}{Z_c} + \frac{V_s}{R}\right) \times \frac{1}{\frac{1}{Z_c} + \frac{2}{R}} \quad (*)$$

en appliquant le diviseur de tension on obtient:

$$V_s = \frac{Z_c}{R + Z_c} V_A$$

$$V_A = (R + Z_c) \times \frac{V_s}{Z_c}$$

on remplace cette expression dans (*) on obtient:

$$(R + Z_c)\frac{V_s}{Z_c} = \left(\frac{V_e}{Z_c} + \frac{V_s}{R}\right) \times \frac{1}{\frac{1}{Z_c} + \frac{2}{R}}$$

donc:

$$\frac{R + Z_c}{Z_c} V_s = \frac{V_e}{Z_c} + \frac{V_s}{R}$$

$$\times \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{Z_c}\right) V_s$$

⋮

$$T(j\omega) = \frac{jC\omega R}{1 + 3jC\omega(R) + (jC\omega R)^2}$$

$$T(j\omega) = \frac{jx}{1 + 3jx + (jx)^2}$$

avec: $x = C\omega R = \frac{\omega}{\omega_0}$

et: $\omega_0 = \frac{1}{CR}$

en comparant avec la forme canonique du filtre passe bande on en déduit

$$2m = 3 \Rightarrow m = \frac{3}{2}$$

$$2T_0 m = 1 \Rightarrow T_0 = \frac{1}{2m} = \frac{1}{3}$$

~~c'est~~ ~~...~~ $(T_0 \leq 1)$

③ $m = \frac{3}{2} > 1$, donc:

la fonction de transfert du second ordre on peut la mettre sous forme de deux fonction simple du premier ordre.

$$1 + 3jx + (jx)^2 = 1 + 3P + P^2 \quad P = jx$$

$\Delta = 5$. $\quad P_1 = \frac{-3 - \sqrt{5}}{2}$

$$P_2 = \frac{-3 + \sqrt{5}}{2}$$

Alors:

$$1 + 3jx + (jx)^2 = \left(jx + \frac{3 + \sqrt{5}}{2}\right)\left(jx + \frac{3 - \sqrt{5}}{2}\right)$$

$$T(j\omega) = jx \frac{1}{\left(jx + \frac{3 + \sqrt{5}}{2}\right)} \frac{1}{\left(jx + \frac{3 - \sqrt{5}}{2}\right)}$$

$$= jx \frac{1}{\left(\frac{3 + \sqrt{5}}{2}\right)\left(\frac{3 - \sqrt{5}}{2}\right)} \times$$

$$\frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0\left(\frac{3 + \sqrt{5}}{2}\right)}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0\left(\frac{3 - \sqrt{5}}{2}\right)}\right)}$$