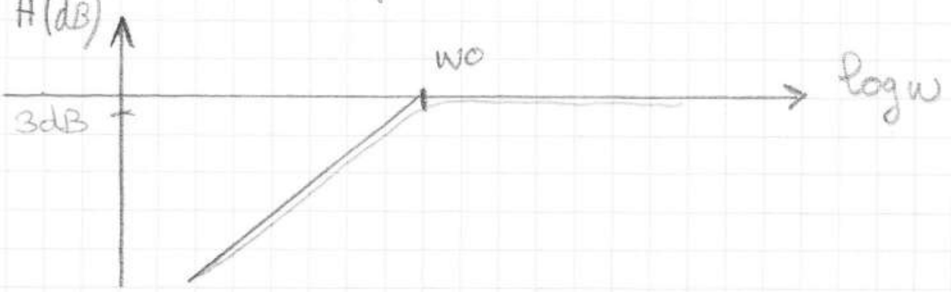
$\omega \to 0$, $H(j\omega)_{dB} \to -\infty$

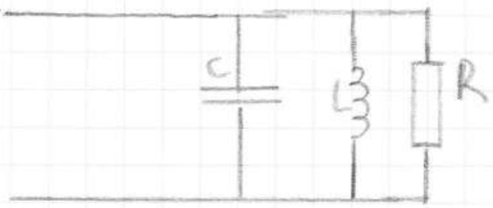
$\omega \to \infty$, $H(j\omega)_{dB} \to 0$

Filtre passe Haut



toujours vraie.

2_ Circuit « RLC »



$$Z_{eq} = \frac{Z_C \times Z_L \times R}{Z_C \times Z_L + Z_C \times R + Z_L \times R}$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_L}$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_L R}{Z_L +} \quad \frac{}{R + \frac{Z_L R}{Z_C}} = \frac{jLR\omega}{jL\omega + R + j^2 RCL\omega^2}$$

$$Z_{eq} = \frac{jLR\omega}{R(1 - LC\omega^2 + jL\omega)}$$

Q → critère de sélectivité.

si $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ $\quad Z_{eq} = R$

On pose $Q = \frac{R}{L\omega_0} \Rightarrow L = \frac{R}{Q\omega_0}$

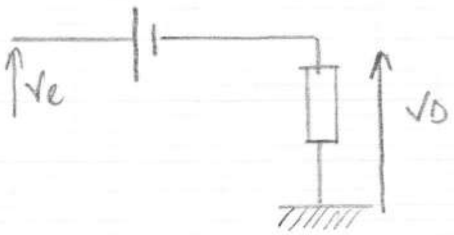
$$Z_{eq} = \frac{j\frac{R}{Q\omega_0} \cancel{R}\omega}{\cancel{R}\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) + j\frac{R}{Q\omega_0}\omega} = \frac{j\frac{R}{Q}\frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{\omega}{Q\omega_0}}$$

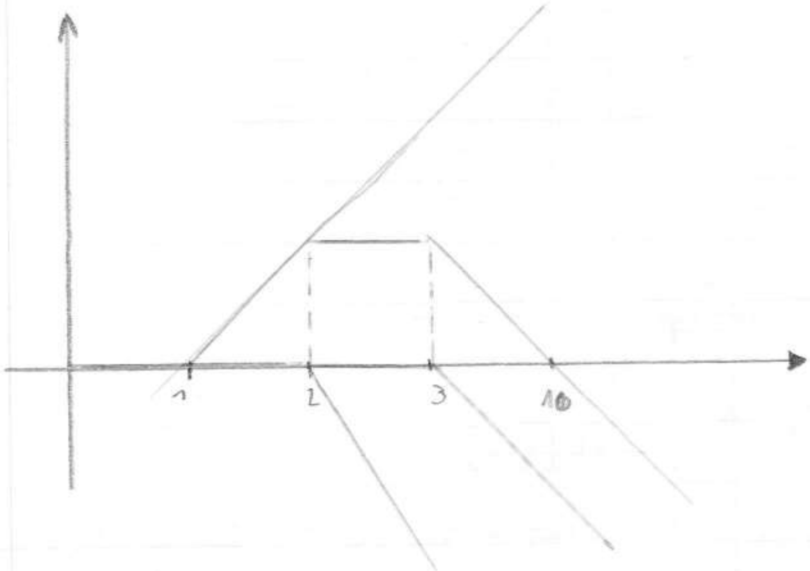
$$= \frac{jR\omega}{Q\omega_0\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) + j\omega} = \frac{R}{1 + \frac{Q\omega_0}{j\omega}\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2}\right)}$$

$$= \frac{R}{1 - jQ\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega\omega_0}\right)}$$

calculés $\frac{VS}{VE}$ (fonction de transfert)

Tracer le diagramme du mode $\frac{1}{jC\omega}$ = impédance.





$H2(p) = \dfrac{p+a}{p+b}$ avec $p = j\omega$

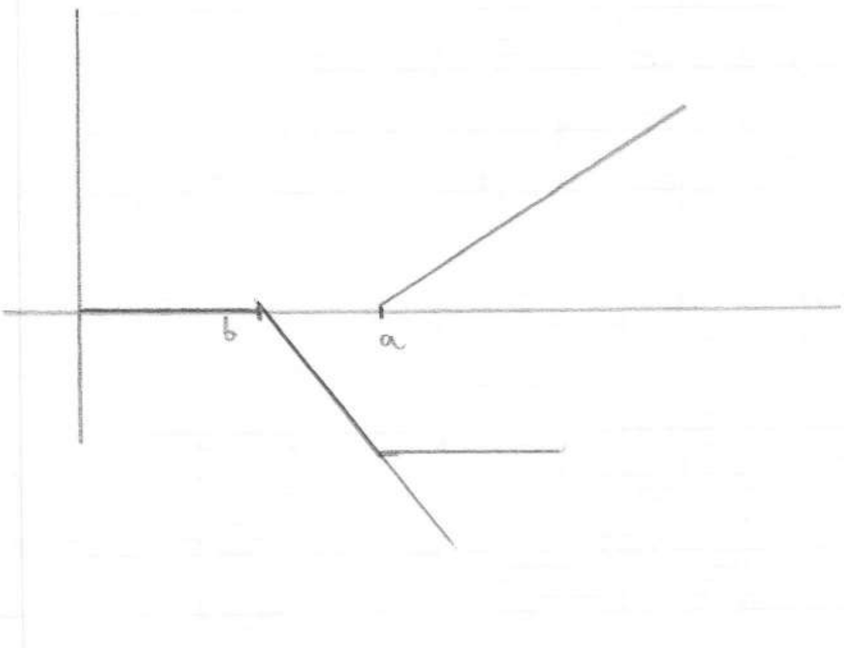
$H2(j\omega) = \dfrac{j\omega + a}{j\omega + b}$

$H2(j\omega) = \dfrac{a\left(\frac{j\omega}{a} + 1\right)}{b\left(\frac{j\omega}{b} + 1\right)}$

donc $H2(j\omega) = 20\log\frac{a}{b} + 20\log\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{a}\right)^2} - 20\log\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{b}\right)^2}$

on considère $20\log\frac{a}{b}$ négligeable.

1) $a > b$



$P_s(t) = V_s(t) \times I_s(t) = V_s(t) \times J(t)$

$\dfrac{P_s(t)}{P_e(t)} = \dfrac{V_s(t) \times J(t)}{v_e(t) \times i_e(t)}$ $\quad i_e(t) = 0$

$= \to \infty$ ⚠ Pas possible

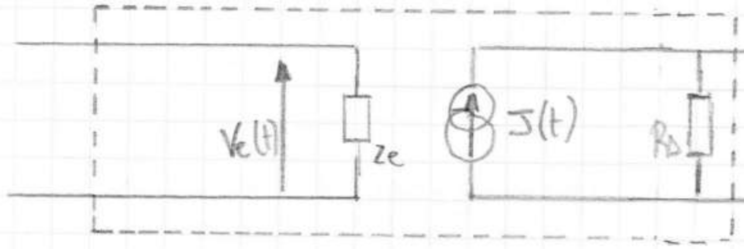
Il faut un courant en entrée même très faible.

Il existe une tension d'alimentation extérieur qui va permettre au CVI de fonctionner.

(Actif besoin d'une alimentation extérieure)

1.3) CVI réel.

impédance : généralisation des résistances



CVI $U = ZI$

$i_e \neq 0$ donc Z_e.

Si impédance en entrée donc impédance de sortie

$J(t) = k\,V_e(t)$

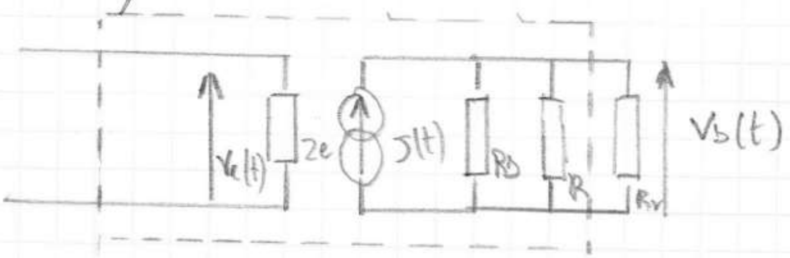
$R \parallel R_s = \dfrac{RR_s}{R+R_s}$

$V_s(t) = \dfrac{RR_s}{R+R_s} J(t)$

$V_s(t) = \dfrac{RR_s}{R+R_s} k\,V_e(t)$

$\dfrac{V_s(t)}{V_e(t)} = k \dfrac{RR_s}{R+R_s}$ → (Plus petite que celle vu dans la question précédente car résistance en // plus petit qu'une seule résistance)

1-4)



$V_s(t) = (R_s \parallel R \parallel R_v)\, J(t)$

$V_s(t) = \dfrac{R_s R R_v}{R_s R + R_v R + R_s R_v} k\,V_e(t)$

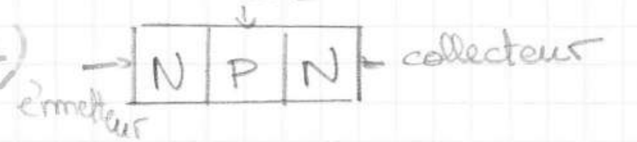
+ faible car plus de résistance

$\dfrac{1}{Z_t} = \dfrac{1}{R_s} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_v}$

$Z_t = \dfrac{R R_s R_u}{R R_s + R R_u + R_s R_u}$

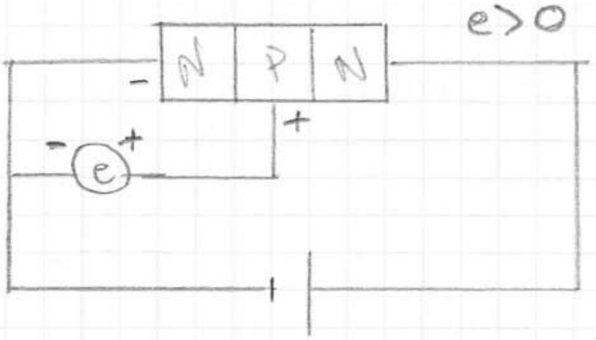
2- Le transistor bipolaire utilisé en interrupteur

2-1)



Si la base est dopé P donc tous les électrons vont passé du C -> E donc $I_C \simeq I_E$ le courant de base va être 100 fois inférieur au courant C.

$e > 0 \Rightarrow I > 0$



Les électrons de E vont être attirés par B. il y a recombinaison des paires e^-/h^+ dans la base mais elle est négligeable. Si $e = 0 \Rightarrow I = 0$

2-2) Si $e = 0$ et $I = 0$ le transistor peut être remplacé par :
L'interrupteur est ouvert

Si $e > 0$ et $I > 0$
L'interrupteur est fermé ou une source de courant.

2-3) Se reporter à la définition du relais magnétique.

$E = 0 \rightarrow I = 0$

$E \neq 0 \rightarrow I \neq 0$

Le transistor est similaire à un relais.

Puissance nulle dans la base comme le relais où la puissance d'entrée est nulle.

$$e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j\sin(\omega t)$$

$$i(t) = I_0 \cos\omega t \rightarrow \begin{array}{l} I(t) = I_0 \exp(\omega t) \\ I(t) = Re(I_0 \exp(\omega t)) \end{array}$$

$$V = \frac{1}{C}\int I_0 e^{j\omega t} dt + R I_0 e^{j\omega t} + L \frac{d I_0 e^{j\omega t}}{dt}$$

$$V = \frac{I_0}{C} \frac{e^{j\omega t}}{j\omega} + R I_0 e^{j\omega t} + L I_0 j\omega e^{j\omega t}$$

$$V = I_0 e^{j\omega t} \left[\frac{1}{jC\omega} + R + jL\omega\right]$$

$$\boxed{Z = R + \frac{1}{jC\omega} + jL\omega}$$

$$Z_R = R \qquad Z_C = \frac{1}{jC\omega} = \frac{-j}{C\omega}$$

$$Z_L = jL\omega.$$

$E = \frac{I_0 t}{C} + R.I_0 + a$ E est forcément variable donc I est forcément nulle. on peut remplacer C par un un interrupteur ouvert.

<u>courant variable.</u>

$\frac{dv}{dt} = \frac{I}{C}$ si C est très grand, V est constant

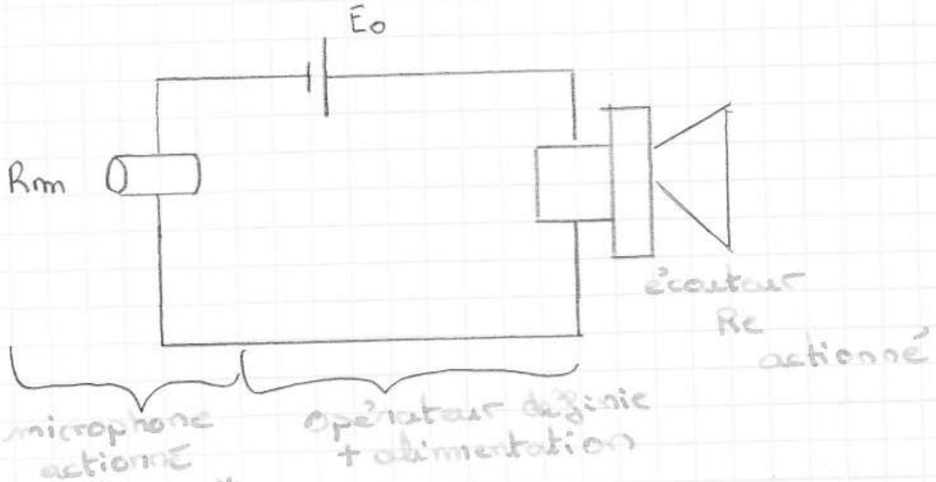
et donc laisse passer le courant.

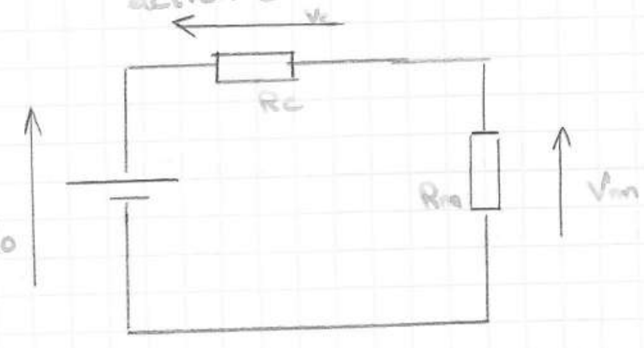
On suppose $I > 0$

On sait que $V_C = \int \frac{i}{C} \, dt$

Donc C laisse passer le courant variable.

3-)





$E_0 = V_e + V_m = R_e I + R_m I$

$I_0 = \frac{E}{R_e + R_m}$

$R_m = R_{m0} + R_m(t)$
R_{m0} ↓ signal sans son.
$R_m(t)$ ↳ son

$I_0 = \frac{E}{R_e + R_{m0} + R_m(t)}$

$I(t) = I_0 + i_a(t)$

1.3) B) $\frac{V2}{V1} = \frac{Ru}{Ru+r} < 1$

$\longrightarrow 1$ si $Ru \underset{\text{tent vers}}{\longrightarrow} \infty$

On peut accepter un câble non idéale (distance) (Ohm/m)

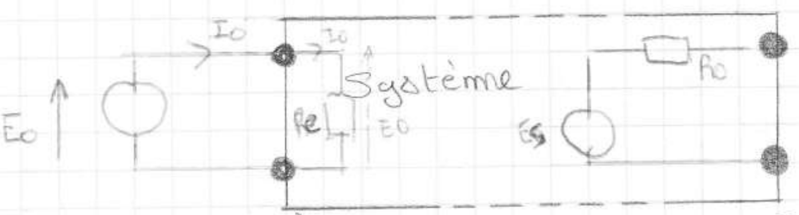
plus il faut augmenter la valeur de Ru.

c) $\frac{V2}{V1} = \frac{Req}{Req+R1} < 1$

$\frac{I2}{I1} = \frac{R2}{R2+Ru} < 1$

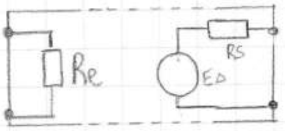
$\longrightarrow 1$ si $Ru \longrightarrow 0$

2. Les modèles des fonctions

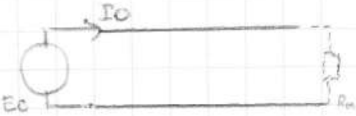


déf : $Re = \frac{Eo}{Io}$

∀ système



Re ?



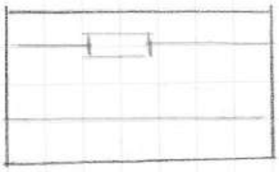
$Re = \frac{Eo}{Io} = \frac{Eo}{0} = \infty$ « à vide »

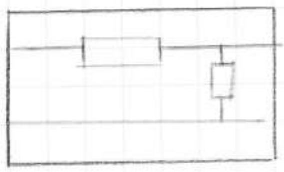
« en charge » on branche Ru

$Re = \frac{Eo}{Io} = Ru$

Es ?

Rs ?

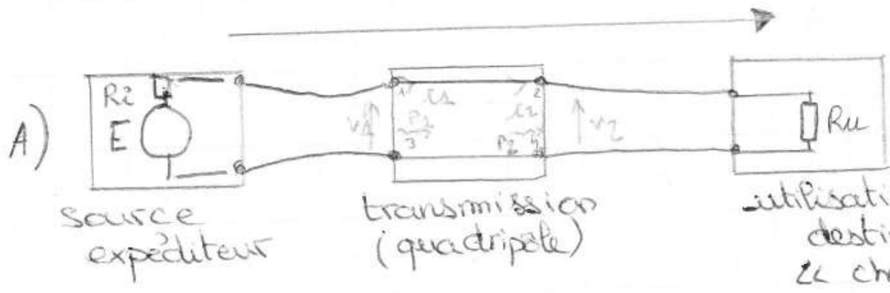




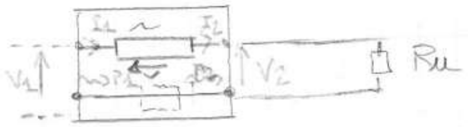
TD n°1
La modélisation des systèmes électriques en transmission

1-) La modélisation externe globale d'un système élémentaire de transmission.

1-) A)



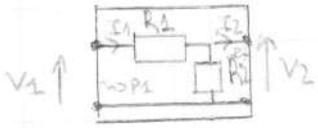
2-) B)



$V_1 = V_2 + V$ $\qquad$ $V_2 = \frac{V_2}{Ru}$

$V = r I_1$

C)



Cas A) $\frac{V_2}{V_1} = 1$ $\qquad$ $\frac{P_2}{P_1} = 1$

$\frac{I_2}{I_1} = 1$

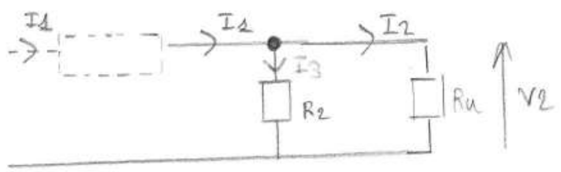
Cas B) $\frac{V_2}{V_1} = ?$ $\qquad$ $V_1 = V_2 + \frac{r V_2}{Ru} = V_2\left(1 + \frac{r}{Ru}\right) = V_2 \frac{Ru + r}{Ru} < 1$

$\frac{I_2}{I_1} = 1$

$\frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1} < 1$

cas C) $\frac{V_2}{V_1} = \frac{Req}{Req + R1} < 1$ $\qquad$ $Req = \frac{R_2 Ru}{R_2 + Ru}$

$\frac{I_2}{I_1}$



$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_2}{R_2 + Ru} < 1$

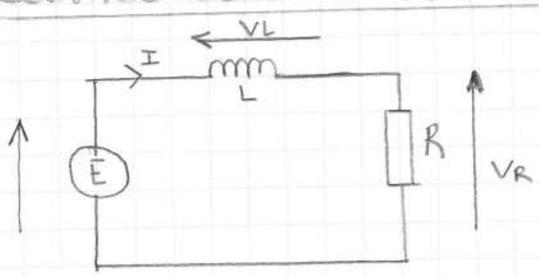
- $\left.\begin{array}{l} I_1 = I_2 + I_3 \\ I_3 = \frac{V_2}{R_2} \\ I_2 = \frac{V_2}{Ru} \end{array}\right\} \cdots \frac{I_2}{I_1} = \frac{R_2}{R_2 + Ru}$

TD n°2

Régimes de variations des fonctions et impédances.

1_ Bobines et condensateurs

1.)



$E = V_L + V_R$

courant constant

on sait que $V = L\frac{di}{dt}$

si I est constant $\frac{dI}{dt} = 0$ $V = 0$ (Interrupteur fermé / fil).

Courant variable

on suppose $I > 0$

$V_R = R \times I$

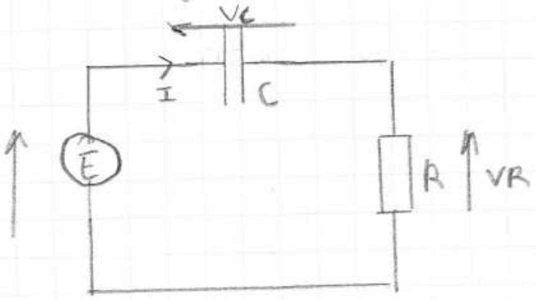
$E = V_L + R \times I$

$I = \frac{E - V_L}{R}$

Si L est très grand $I = 0$

on peut remplacer la bobine par un interrupteur ouvert.

2.)



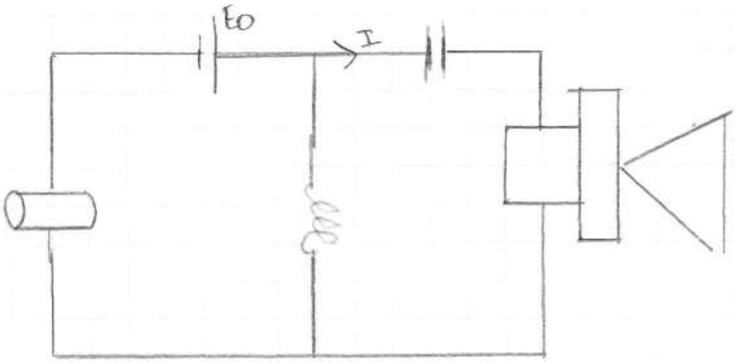
$E = V_c + V_R$

$I = C\frac{dv}{dt}$

Courant constant

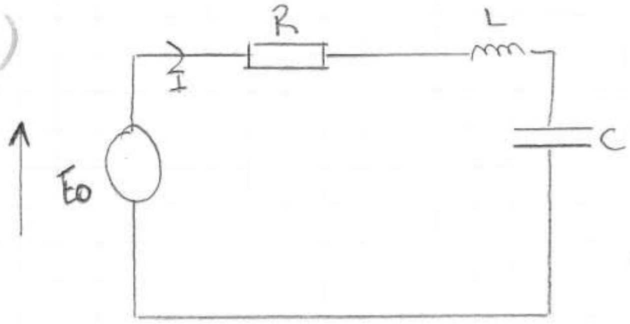
$V_c = \int \frac{I}{C} dt$

si I est constant $V_c = \frac{1}{C}\int I\,dt = \frac{1}{C} \times It + a$



2-) Impédance d'un dipôle

1-)



$V = V_C + V_R + V_L$

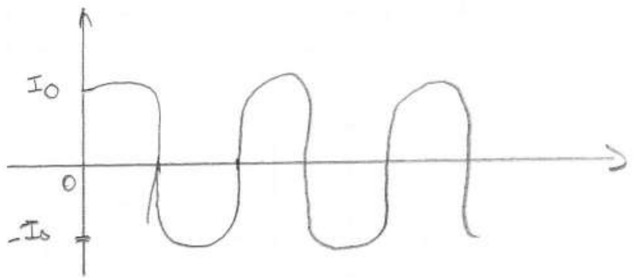
$i = C\frac{dv}{dt}$ $\quad V_C = \frac{1}{C}\int i\,dt$

$V_R = Ri$ $\quad V_L = L \times \frac{di}{dt}$

$V = \frac{1}{C}\int i\,dt + Ri + L\frac{di}{dt}$

2-) Régime sinusoïdal

$i = I\cos(\omega t)$
↳ pulsation (rad/s) $\quad \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$



$\frac{dI}{dT} = -I_0\,\omega \sin(\omega t)$

$\int i\,dt = \frac{I_0}{\omega}\sin(\omega t)$

$V = \frac{1}{C}\frac{I_0}{\omega}\sin(\omega t) + RI\cos(\omega t) - LI_0\,\omega\sin(\omega t)$

$\cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$

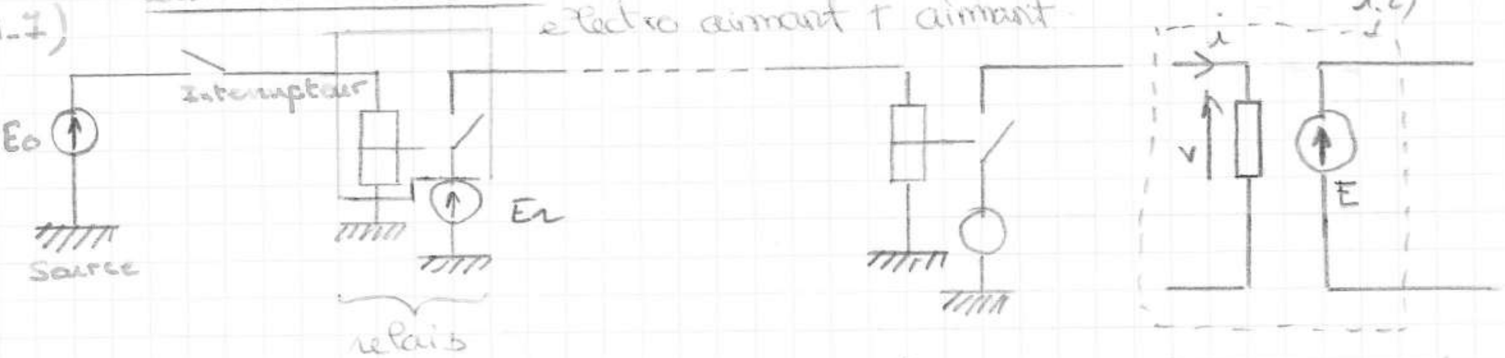
$\sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$

TD n°3

Régénération et commutation.

1.) La regénération d'une information binaire ou à valeurs discrètes.

1.1)

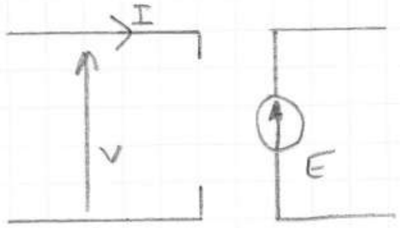


L'électroaimant permet de fermé l'interrupteur quand l'électroaimant est alimenté.

L'effet Joule est une perte thermique (dissipation thermique) il faut qu'il est assez de puissance pour alimenté l'électroaimant.

1.2) $E = 0$ si $V = 0$ (ou si $I = 0$)

$E = E_1$ si $V \neq 0$ (ou si $I \neq 0$)



$Z_L = jL\omega$ $\qquad Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

$U = ZI$

si $V = 0$, $E = 0$

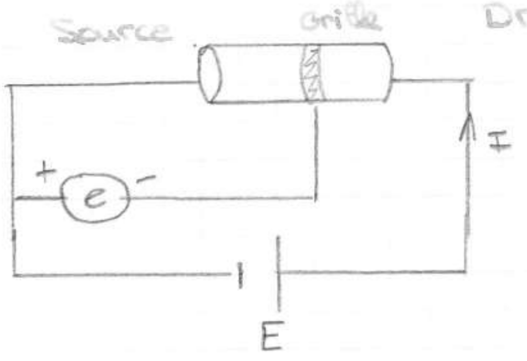
si $V \neq 0$, $E = E_1$.

Si $I = 0$ on a une puissance qui est pratiquement la puissance d'entrée est nul donc circuit idéal.

Un relais a toujours la puissance qui est nulle.

3-) Le transistor à effet de champ utilisé en commutateur.

3-1-)



Si $e < 0$ (ou nulle) $\rightarrow I = 0$ correspond à un interrupteur ouvert.

Si $e > 0 \longrightarrow I > 0$ correspond à un interrupteur fermé.

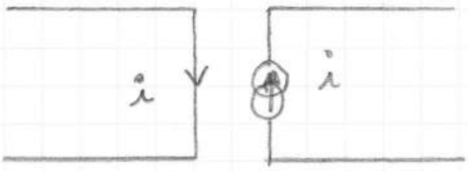
Si la source principal (E) peut être alternative. c'est la commande qui compte. (e).
Dès lorque le transistor est conducteur, le courant peut passé dans les deux sens donc E peut être dans les deux sens. E peut donc représenter une source de signal $E = 0$ ou $E > 0$ pour le numérique ou $E \sim$ pour l'analogique. La source (e) restant toujours la source de commande.

TD n° 4 37 à 51

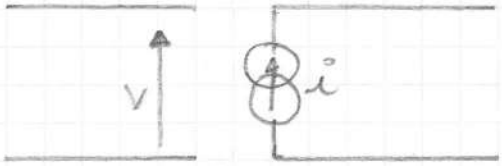
La fonction amplification

1_ L'amplification d'une information à valeurs continues

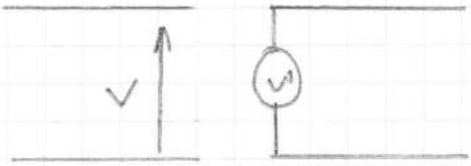
Ampli CII (trans Bipolaire)



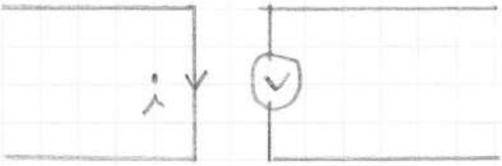
Ampli CVI



Ampli CVV

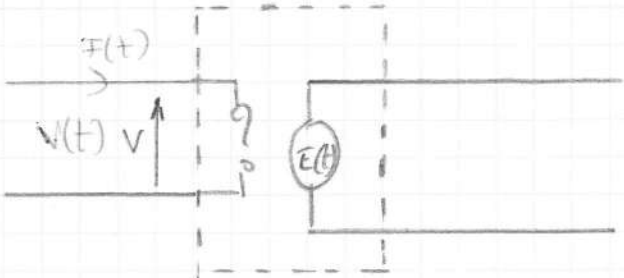


Ampli CIV



Transistor mos_FET

1-1)



$E(t) = g \cdot v(t) \rightarrow CVV$
avec $i = 0$

ou

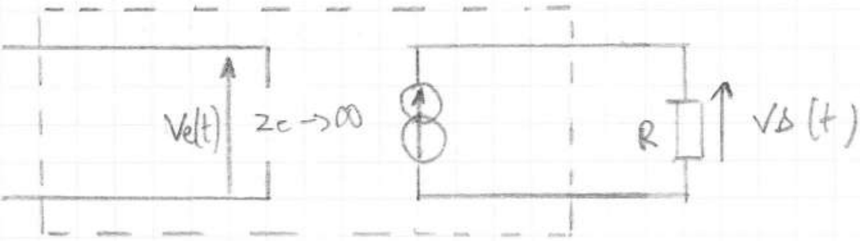
$E(t) = h \cdot i(t) \rightarrow CIV$
avec $v = 0$

1.2)
un CVI idéal a un courant d'entrée nulle

$\rightarrow ie = 0 \rightarrow Ze \rightarrow +\infty$

↳ on peut remplacer par un interrupteur.

$S(t) = k \cdot ve(t)$



$Vs(t) = S(t) \cdot R = k \times ve(t) R \rightarrow \frac{Vs(t)}{Ve(t)} = kR \rightarrow$
facteur d'amplification

$P_{c(t)} = ve(t)\, ie(t)$ Donc $Pe(t) = 0$

2- L'amplificateur « opérationnel »

CVV

$\frac{Vs}{Ve} \to \infty$ $\qquad ie = 0$

2-1) $\frac{Vs}{Ve} \to \infty \Rightarrow Ve = 0$

2-2) $Ve = 0$ et $ie = 0$

ce dipôle est un dipôle nullateur

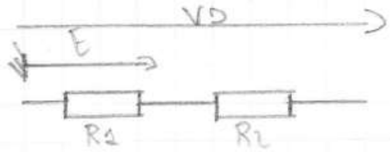
2-3) si $Ve = 0$ alors $Vs = 0$

Si $Ve \neq 0 \Rightarrow Vs$ sera limité par les tensions d'alimentation ($\pm$ Vcc)

Si $V^+ > V^- \Rightarrow Vs = +Vcc$

Si $V^+ < V^- \Rightarrow Vs = -Vcc$

2-4)



$E = R_1 I$

$Vs = (R_1 + R_2) I$

$$Vs = \frac{R_1 + R_2}{R_1} E$$

$ie = 0$ $\qquad Pe = 0$ $\qquad$ amplification idéale car puissance d'entrée nulle. CVV implique une tension en sortie idéale

TD n°5

Caractérisation des filtres

1) $H = \frac{1}{1+bp}$ $\quad p = j\omega$

$H(j\omega) = \frac{1}{1+b(j\omega)}$

$z = a + jb$ $\quad |z| = \sqrt{a^2+b^2}$ Donc $|H(j\omega)| = \frac{1}{|1+b(j\omega)|}$

$= \frac{1}{\sqrt{1+(b\omega)^2}}$

$H(j\omega)$ en dB $= 20 \log_{10} |H j(\omega)|$

$H(j\omega) = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1+(b\omega)^2}} = 20 \log_{10} 1 - 20$

$\log_{10} \sqrt{1+(b\omega)^2} = -20 \log_{10} \sqrt{1+(b\omega)^2}$

$H(j\omega)_{dB} = 0$

$\omega \to \infty$

$H(j\omega)_{dB} \simeq -20 \log \sqrt{(b\omega)^2} \to -\infty$

$\omega_2 = 10\,\omega$

$H(j\omega_2) = -20 \log \sqrt{(b(10\omega_1))^2}$

$= -20 \log (|b(10\omega_1)|)$

$= -20 \log (b\omega_1) - 20 \log (10)$

2) Tracées asymptotiques de fonctions de filtrage

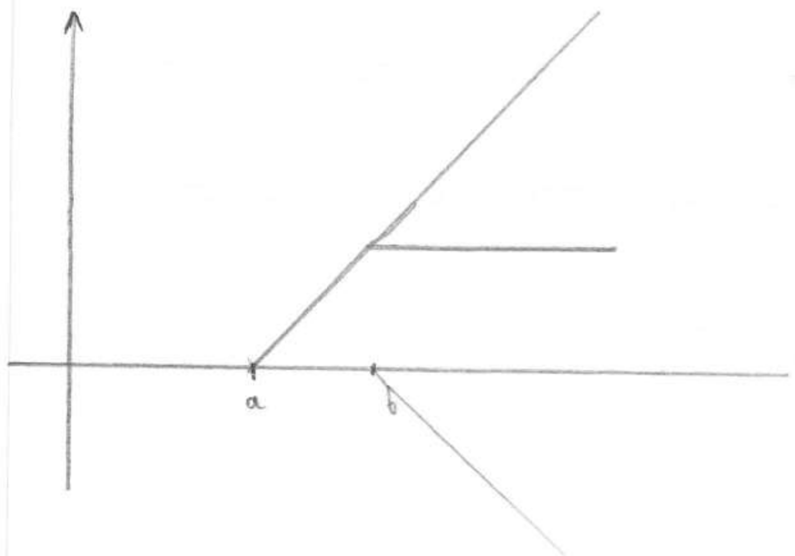
$H_1(p) = \frac{p+1}{(p+2)(p+3)}$ avec $p = j\omega$

$= \frac{|j\omega+1|}{|(j\omega+2)(j\omega+3)|} = 20 \log (\sqrt{\omega^2+1^2}) - 20 \log (\sqrt{\omega^2+2^2}) - (\sqrt{\omega^2+3^2}$

$\omega_1 = 1 \quad -\omega_2 = 2 \quad -20 \log$

$\omega_3 = 3$

$\frac{1+j\omega}{6\left(1+\frac{j\omega}{2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{3}\right)}$ $\quad 1 + j\frac{\omega}{\omega_0}$



3) fonction du second ordre.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + jb\omega + a(j\omega)^2} = \frac{1}{1 + jb\omega - a\omega^2} = \frac{1}{\sqrt{(1 - a\omega^2)^2 + (b\omega)^2}}$$

$$|H(j\omega)| = -20 \log \sqrt{(1 - a\omega^2)^2 + (b\omega)^2}$$

⚠ On a une pente de -40 dB / décade pour une fonction du second ordre.

$$\omega \to 0 \quad H(j\omega) \simeq -20 \log \sqrt{1} = 0 \text{ dB}$$

$$\omega \to \infty \quad H(j\omega) \to -20 \log \sqrt{(a\omega^2)^2}$$

$$\simeq -20 \log (a\omega^2)$$

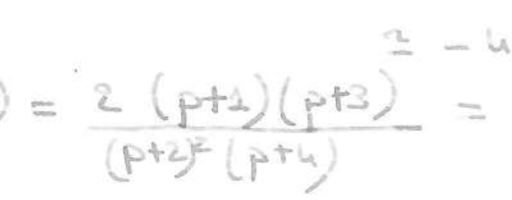
$$\simeq -40 \log \omega - 20 \log a$$

$$H3(p) = \frac{2(p+1)(p+3)}{(p+2)^2(p+4)} = \frac{2(p+1)\,3\left(\frac{p}{3}+1\right)}{4\left(1+\frac{p}{2}\right)4\left(\frac{p}{4}+1\right)}$$

$$H3(p) = \frac{\frac{6}{16}(1+j\omega)\left(1+\frac{j\omega}{3}\right)}{\left(1+\frac{j\omega}{2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{4}\right)}$$

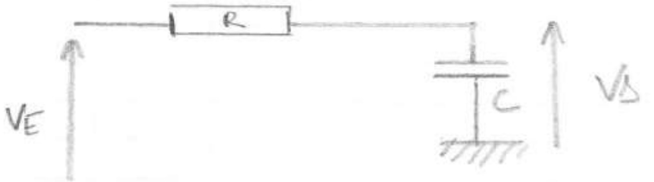
$$H3(j\omega)\,\text{dB} = 20 \log \left(\frac{3}{p}\right) + 20 \log \left(\sqrt{1+\omega^2}\right) - 20 \log \left(\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{3}\right)^2}\right)$$
$$- 20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{4}}\right) - 20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{4}}\right) - 20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{16}}\right)$$

Exercice.



TD n°6 : Réalisation des filtres.

Filtre Passe Bas.



$V_S = Z_C . I.$

V_E sinusoïdale . $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

$V_E = Ri + Z_C i$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{Z_C . i}{i(R+Z_C)} = \frac{Z_C}{R+Z_i} = \frac{1}{\frac{R}{Z_C}+1} = \frac{1}{RjC\omega+1} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

$RC\omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $\qquad \omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$1+j\frac{\omega}{\omega_0} \quad \left|\frac{V_S}{V_e}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = H(j\omega)_{dB} = 20\log(|H(j\omega)|)$$

$$H(j\omega)_{dB} = -20\log\left(\sqrt{H\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}\right)$$

$\omega \to 0$

$H(j\omega)_{dB} = 0$

$\omega \to \infty$

$H(j\omega)_{dB} = -20\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

$-20\log\sqrt{2} = -3dB$

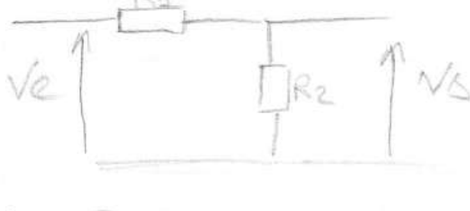
ω_0 : pulsation de coupure

(Valeur pour laquelle la puissance max est divisé ou le gain max est divisé par $\sqrt{2}$.)

$\omega = 2\pi F$ $\qquad F = \frac{2\omega}{2\pi}$

$$H^2(j\omega) = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1}{1+(RC\omega)^2}$$

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



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

Filtre Passe Haut.

$$V_S = V_e \frac{R}{Z_C+R} = V_e \frac{\frac{R}{Z_C}}{1+\frac{R}{Z_C}} = V_e \frac{jRC\omega}{1+jRC\omega}$$

$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$ $\qquad \frac{V_S}{V_e} = \frac{jRC\omega}{1+jRC\omega}$

$$\frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

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

$$H(j\omega)_{dB} = 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - 20\log\left(\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right)$$

3- Filtre actif.

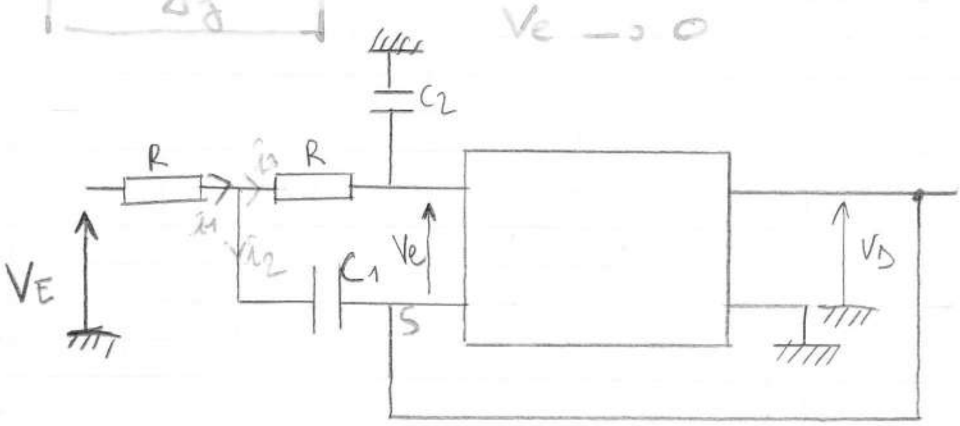
$$\boxed{Q = \frac{f_0}{\Delta f}}$$

Même circuit de l'exercice 2 du TD 4.

$V_e \to 0$

$P = j\omega$

$Z_c = \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{cp}$



$i_1 = i_2 + i_3$

$$\frac{V_E - V_A}{R} = \frac{V_A - V_S}{Z_c} + \frac{V_A - V_S}{R}$$

$$\frac{V_E - V_A}{R} + (V_S - V_A) C_1 p + \frac{V_S - V_A}{R} = 0$$

$$\frac{V_E}{R} + V_S C_1 p + \frac{V_S}{R} = V_A \left(\frac{1}{R} + C_1 p + \frac{1}{R} \right)$$

$$V_A = \frac{R + Z_{C2}}{Z_{C2}} V_S = \frac{\frac{R}{Z_{C2}} + 1}{1} V_S$$

$$\frac{V_E}{R} + V_S \left(C_1 p + \frac{1}{R} \right) = V_S (1 + R_2 C_2 p) \left(\frac{2}{R} + C_1 p \right)$$

$$\frac{V_e}{R} = V_S \left[\left(-C_1 p - \frac{1}{R} \right) + \left(\frac{2}{R} + 2 C_2 p + C_1 p + R C_1 C_2 p \right) \right]$$

$$\frac{V_e}{R} = V_S \left(\frac{1}{R} + 2 C_2 p + R C_1 C_2 p \right)$$

$$\frac{V_e}{R} = V_S \left(\frac{1 + 2 R C_2 + R^2 C_1 C_2 p^2}{R} \right)$$

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{1 + 2 R C_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{1 + 2 j R C_2 \omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$$

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + (2 R C_2 \omega)^2}}$$

Passe Bas du second ordre.

b) Tracé réel

$$\|H\|^2 = \frac{1}{(1-\omega^2)^2 + b^2\omega^2} = \frac{N}{D}$$

$D = (1-\omega^2)^2 + b^2\omega^2$: etudions le dénominateur

posons $x = \omega^2 \Rightarrow D = x^2 + (b^2-2)x + 1$

Calculons le discriminant Δ :

$\Delta = B^2 - 4AC \Rightarrow \Delta = (b^2-2)^2 - 4$

$\boxed{\Delta = b^2(b^2-4)}$

Son signe depend donc de $b^2 - 4$

si $b > 2 \Rightarrow \Delta > 0 \Rightarrow$ deux racines

et donc on aura un pseudo - second o

si $0 \leq b < 2 \Rightarrow \Delta < 0 \Rightarrow$ pas de solutions

$\Rightarrow$ Second ordre "Vrais"

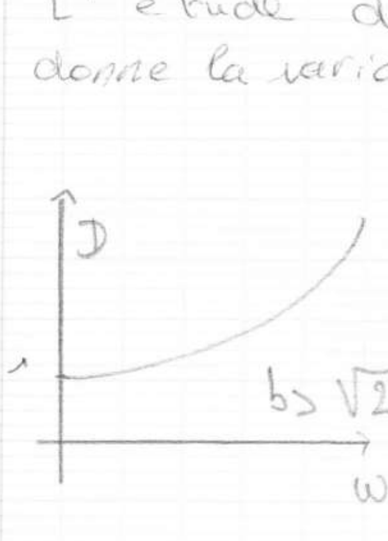
Etudions ds ce cas la variation de :

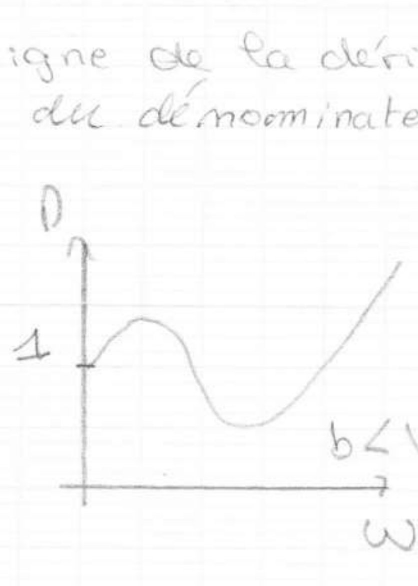
$D' = 2x - b^2 - 2 \Rightarrow D' = 0$ si $x = \frac{(2-b^2)}{2}$

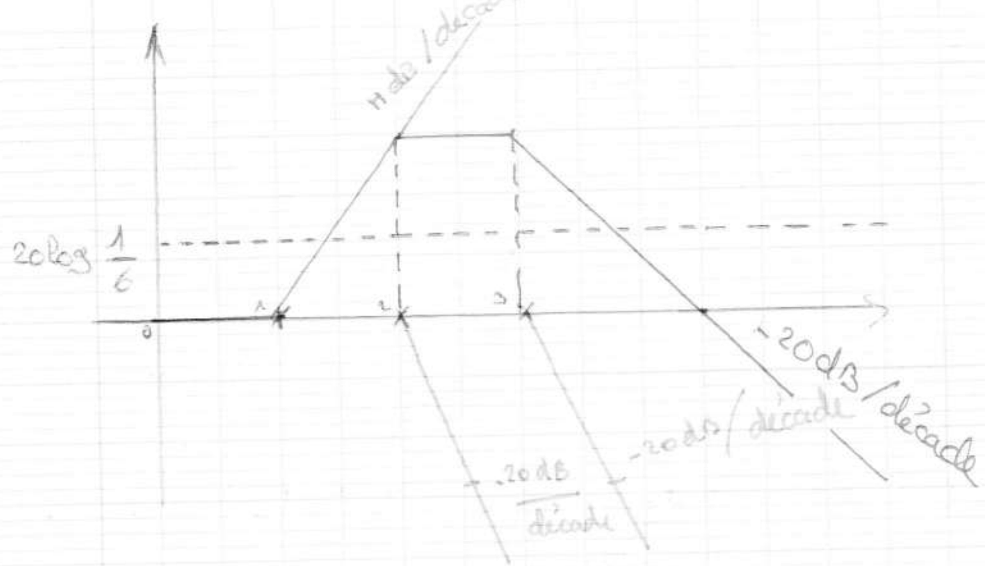
Comme $x = \omega^2$ donc positifif $\Rightarrow \frac{2-b^2}{2} > 0$

$\Rightarrow b^2 < 2 \Rightarrow b < \sqrt{2}$.

L'étude du signe de la dérivée donne la variation du dénominateur.

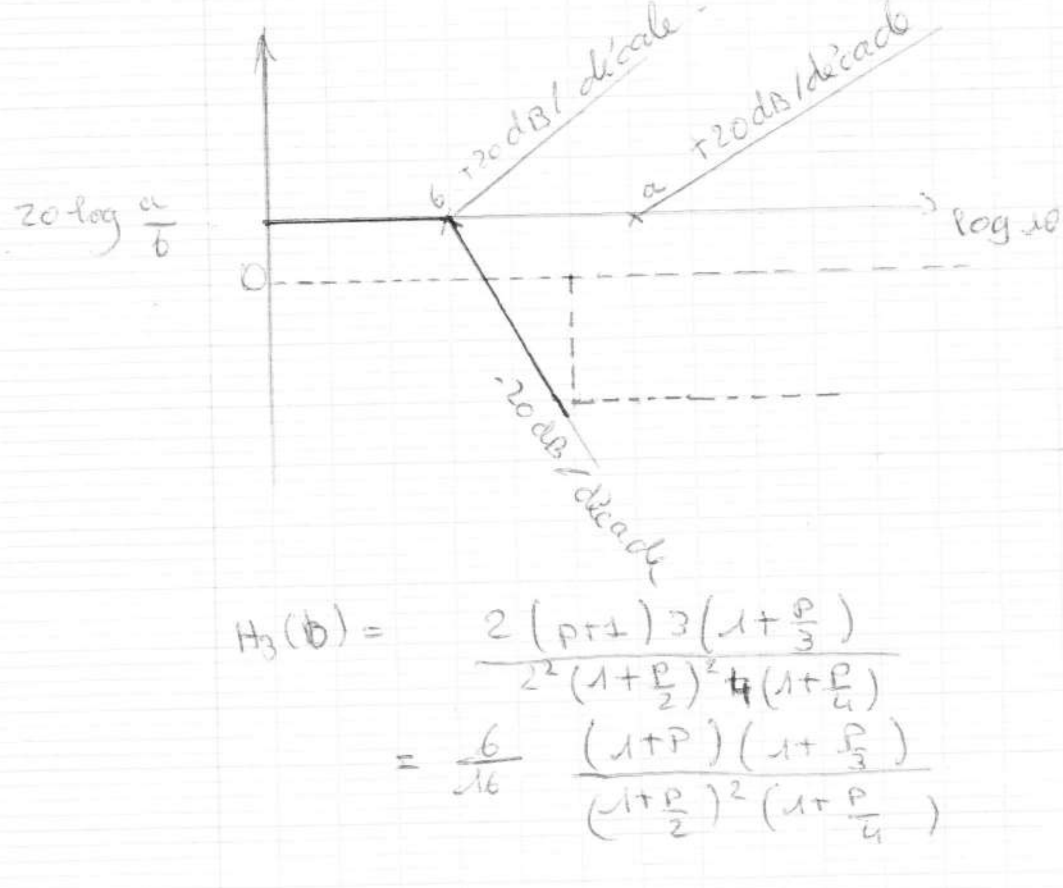






$H_3(p) \qquad a > b$

$$H_A(p) = \frac{a\left(1+\frac{p}{a}\right)}{b\left(1+\frac{p}{b}\right)}$$



$$H_3(p) = \frac{2(p+1)\,3\left(1+\frac{p}{3}\right)}{2^2\left(1+\frac{p}{2}\right)^2 4\left(1+\frac{p}{4}\right)}$$

$$= \frac{6}{16}\,\frac{(1+p)\left(1+\frac{p}{3}\right)}{\left(1+\frac{p}{2}\right)^2\left(1+\frac{p}{4}\right)}$$

en HF $(w \to \infty)$ $(f \to \infty)$

$H(jw) \to 0 \qquad V_s = 0$

("Rien ne passe")

$\Rightarrow$ Filtre passe bas.

b) <u>Tracé de Bode (du Gain)</u>

<u>Rappel</u> : $H(jw) = A + jB \Rightarrow H(jw) = \overbrace{\sqrt{A^2+B^2}}^{\|H\|}\, e^{j(\text{Arcta}}$ θ

<u>$Rc = b$</u> $\|H\|$: module de H = gain

θ : Argument de H = plan x

$$\|H(jw)\| = \frac{1}{\sqrt{1+b^2w^2}}$$

Posons $\underline{Rc = b}$

$V_e = (R_1+R_2$

$V_s = R_1 I$

On utilise la fonction de transfert en puissance

C'est à dire $\|H(jw)\|^2 = \dfrac{1}{1+b^2w^2}$

$H(\text{Bell}) = \log \|H(jw)\|^2$

$H(\text{Bell}) = \log\left(\dfrac{1}{1+b^2w^2}\right)$ (définition du Bell)

$H(dB) = 10 \log\left(\dfrac{1}{1+b^2w^2}\right)$ (" du Décibel).

$H(dB) = 10 \log 1 - 10 \log(1+b^2w^2) = -10 \log(1+b^2w^2)$

* <u>Analysons le comportement en fréquence</u>.

- En BF $(w \to 0)$ $(f \to 0)$ $\Rightarrow H(dB) = -10 \log 1 = 0$
- En HF $(w \to \infty)$ $(f \to \infty)$ $\Rightarrow H(dB) = -10 \log b^2w^2$

$\Rightarrow H(dB) = -10 \log b^2 - 10 \log w^2$

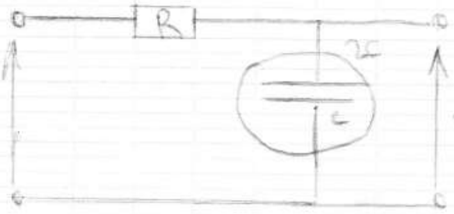
$$\boxed{H(dB) = -20 \log b - 20 \log w}$$

Equation d'une droite oblique de pente -20 dB / décade

TD 5

1.) Le tracé de Bode

a) Filtre passe-bas du 1er ordre



Recherche de la fonction de transformation:

$$\frac{Vs}{Ve} = H(w) = H(f)$$

Dans notre cas

$$Vs = \frac{Zc}{R+Zc} \cdot Ve$$

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{Zc}{R+Zc}$$

Comme $Zc = \frac{1}{jCw}$

$$\Rightarrow \frac{Vs}{Ve} = \frac{\frac{1}{jCw}}{R+\frac{1}{jCw}} = \frac{\frac{1}{jCw}}{\frac{1+RCw}{jCw}}$$

$$\Rightarrow \boxed{H(jw) = \frac{1}{1+jRCw}}$$

passons $p = jw$

$$\boxed{H(p) = \frac{1}{1+RCp}}$$

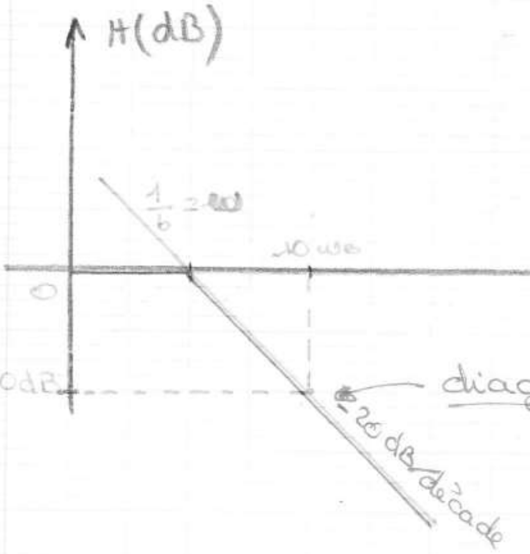
α) Comportement en fréquence

en BF $(w \to 0)$ $(f \to 0)$

$H(jw) \to 1 \Rightarrow Vs = Ve$

(passant)

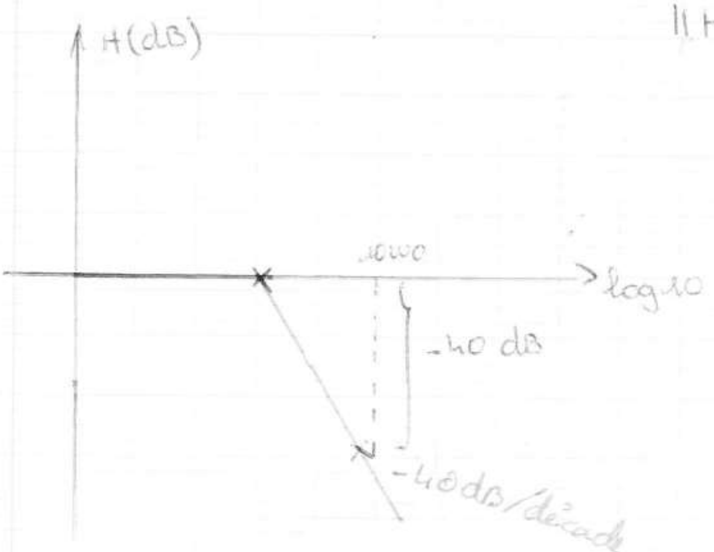
**) Tracé asymptotique de Bode



$\omega_0 = \frac{1}{b}$ est la pulsation de coupure à -3dB

Extension au 2e ordre (Passe-bas)

$H(p) = \frac{1}{1 + bp + (cp)^2}$ (Vrais 2e ordre)



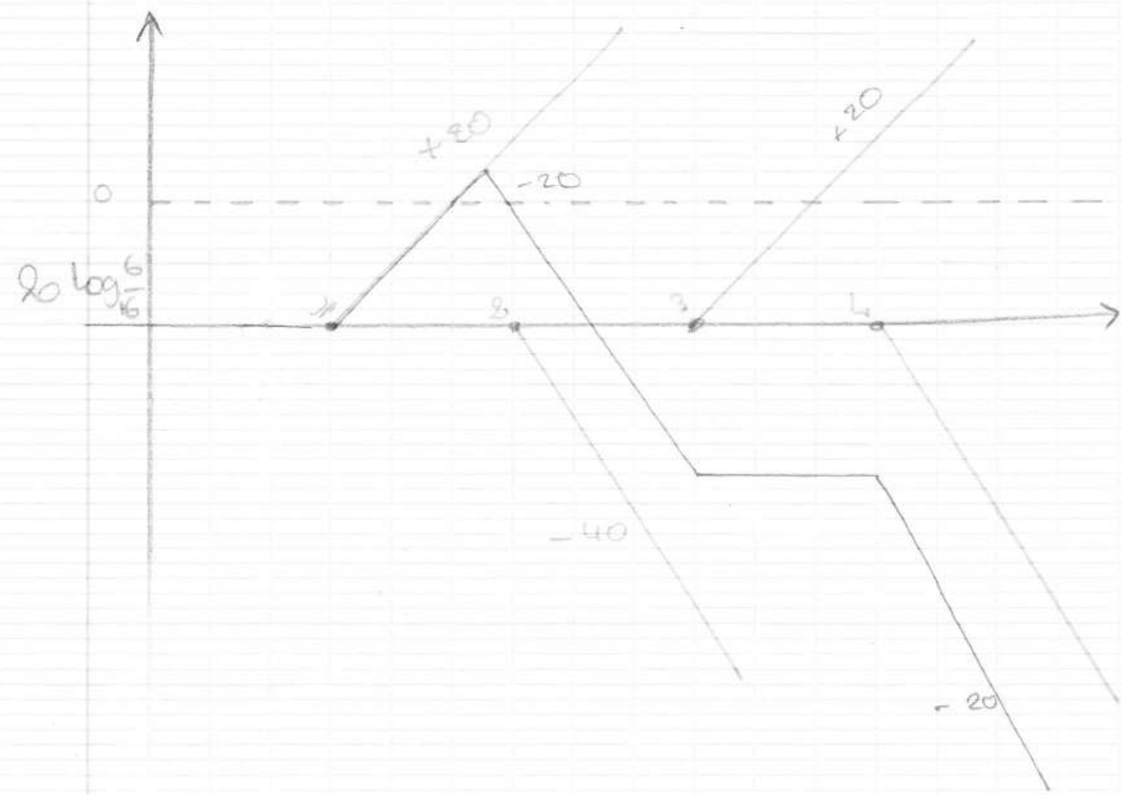
$\|H\|^2 = \frac{1}{1+b^2\omega^2} = \frac{1}{1+1}$

si $\omega = \frac{1}{b}$

et $20 \log \frac{1}{2} = -3dB$.

2) Tracé asymptotique de fonctions de Filtrage

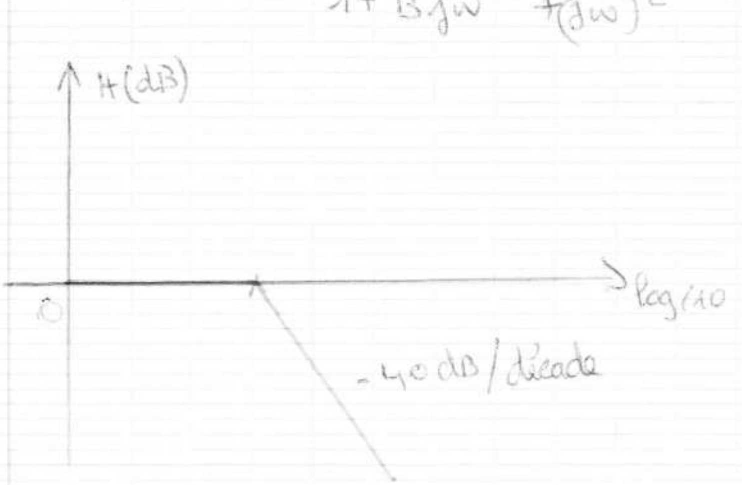
$H_1(p) = \frac{p+1}{(p+2)(p+3)} = \frac{1+p}{2(1+\frac{p}{2}) \cdot 3(1+\frac{p}{3})} = \frac{1}{6} \frac{1+p}{(1+\frac{p}{2})(1+\frac{p}{3})}$



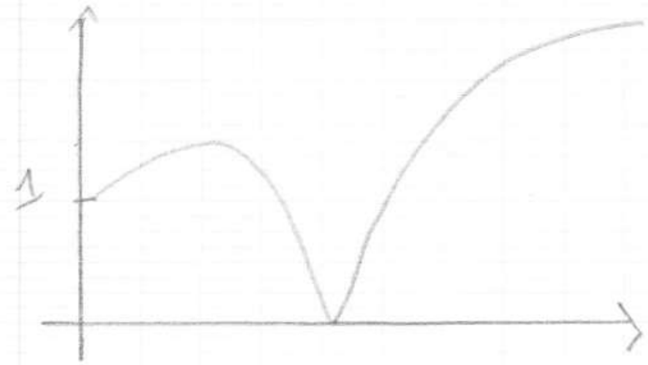
3) La fonction du 2e ordre

a) Passe bas du 2e ordre diagramme asymptotique de Bode

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + Bj\omega + (j\omega)^2}$$



et si $b = 0$ Cas particulier



En inversant on obtient